THÈSES PRÉSENTÉES

POUR L'OBTENTION

DU TITRE DE

DOCTEUR de L'UNIVERSITÉ

DE PARIS

(MENTION SCIENCES)

A

L'UNIVERSITÉ DE PARIS VI

PAR

Monsieur DRUBAY Fernand

Sujet de la 1ère Thèse :

"ÉTUDE D'UN SYSTÈME DE MESURE DE LA TENSION DE HALL DANS LES ÉLECTROLYTES"

Sujet de la 2ème Thèse :

Proposition donnée par l'Université

soutenues le 26 JUIN 1973 devant la commission composée de :

Monsieur	MORAND	Max	Président
Monsieur	CHEMLA	Marius	Examinateur
Monsieur	AMIEL	Jean	› ›
Madame	MORAND	Geneviève	› ›

ETUDE D'UN SYSTEME DE MESURE DE LA TENSION DE HALL DANS LES ELECTROLYTES

INTRODUCTION

1) ETUDE DES SIGNAUX PARASITES.
   - 11 GENERALITES
   - 12 ETUDE DE PRINCIPE
   - 13 MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES ANNEXES.
   - 14 METHODES PRIMAIRES DE REDUCTION.

2) PRINCIPE ET MOYENS DE MESURE.
   - 21 ETUDE THEORIQUE
   - 22 MATERIEL MIS EN OEUVRE ET LEURS CARACTERISTIQUES.
   - 23 ETUDE PRATIQUE.
   - 24 REGLAGE ET MISE AU POINT.

3) RESULTATS ET INTERPRETATION
   - 31 DANS UNE SOLUTION HCL 10^{-4}
   - 32 DANS UNE SOLUTION HCL $5.\ 10^{-4}$
   - 33 INTERPRETATION.

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Ce travail a été effectué au laboratoire de physique générale de l'université de PARIS 6 .

Pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et l'honneur qu'il me fait d'accepter la présidence du jury de cette thèse, je remerçie ici MONSIEUR LE PROFESSEUR MORAND , directeur du laboratoire .

De même, j'exprime ma gratitude à l'égard de MADAME MORAND, sous directrice du laboratoire, pour la confiance dont elle m'a constamment témoignée.

Je remercie également MONSIEUR LE PROFESSEUR CHEMLA, directeur du laboratoire d'electrochimie de PARIS 6 pour l'intérêt porté à ce travail et l'honneur que je conçois de sa présence dans le jury .

MONSIEUR LE PROFESSEUR AMIEL est assuré de toute ma reconnaissance pour son acceuil et son aide .

En remerçiant enfin les camarades qui m'ont aidé par leurs questions et leur aide technique; j'espère qu'ils comprendront le grand soutient qu'ils m'ont étés pour mener à bien ce travail .

INTRODUCTION

L'expérience de HALL, en 1879, dans laquelle il appliquait à un échantillon métallique isotherme, un courant électrique et un champs magnétique perpendiculaires l'un à l'autre, a fait apparaître qu'un champ électrique perpendiculaire aux directions des courant et induction prenait naissance dans le solide. Il y avait donc une rotation des équipotentielles.

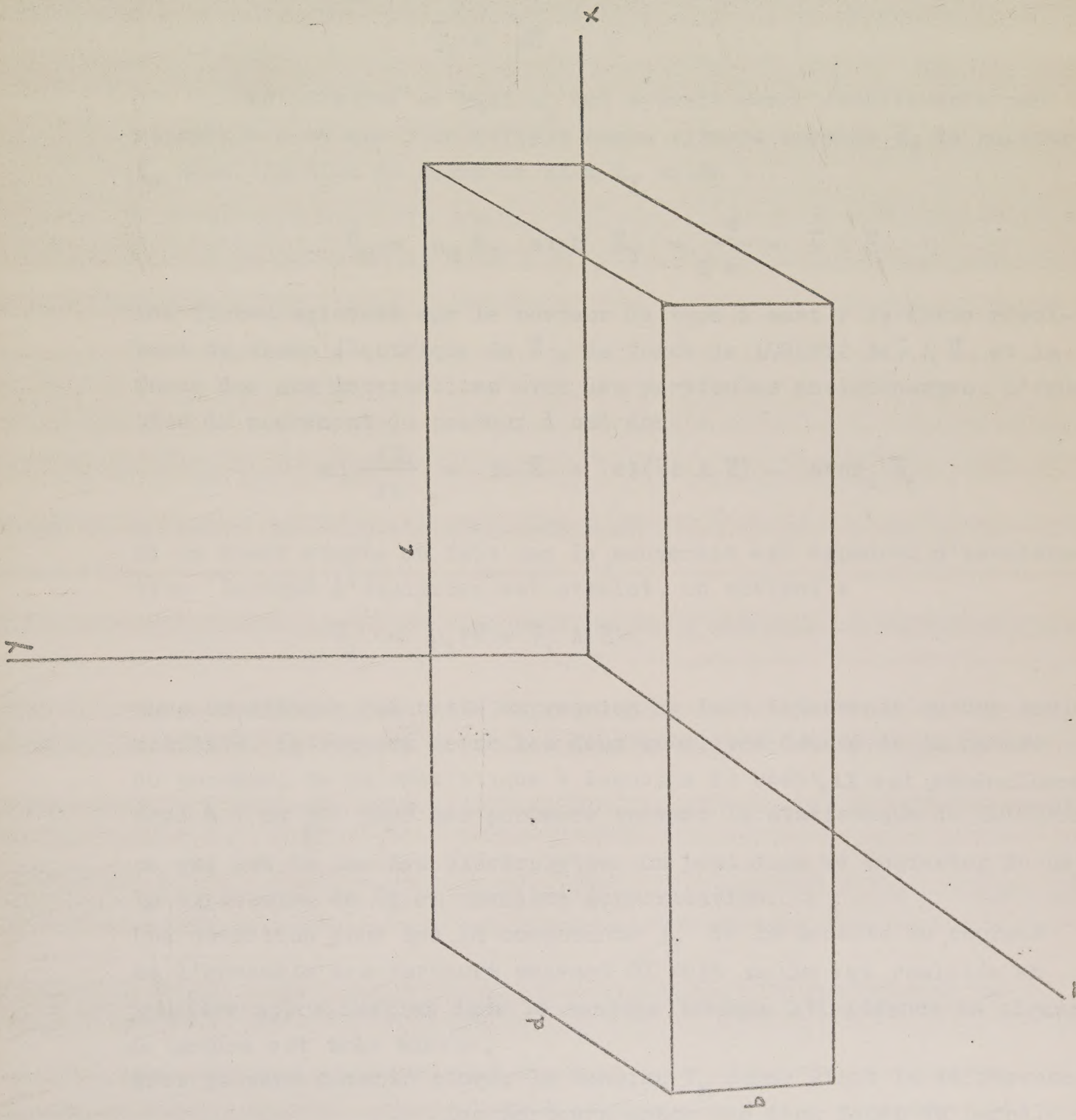
De nombreux travaux ont été faits entre 1882 et 1920 sur des solutions électrolytiques. En 1894, WIND étudie une relation entre le coefficient de HALL : R_H et les mobilités ioniques u et v ainsi que la densité des porteurs de même charge e ; soit :

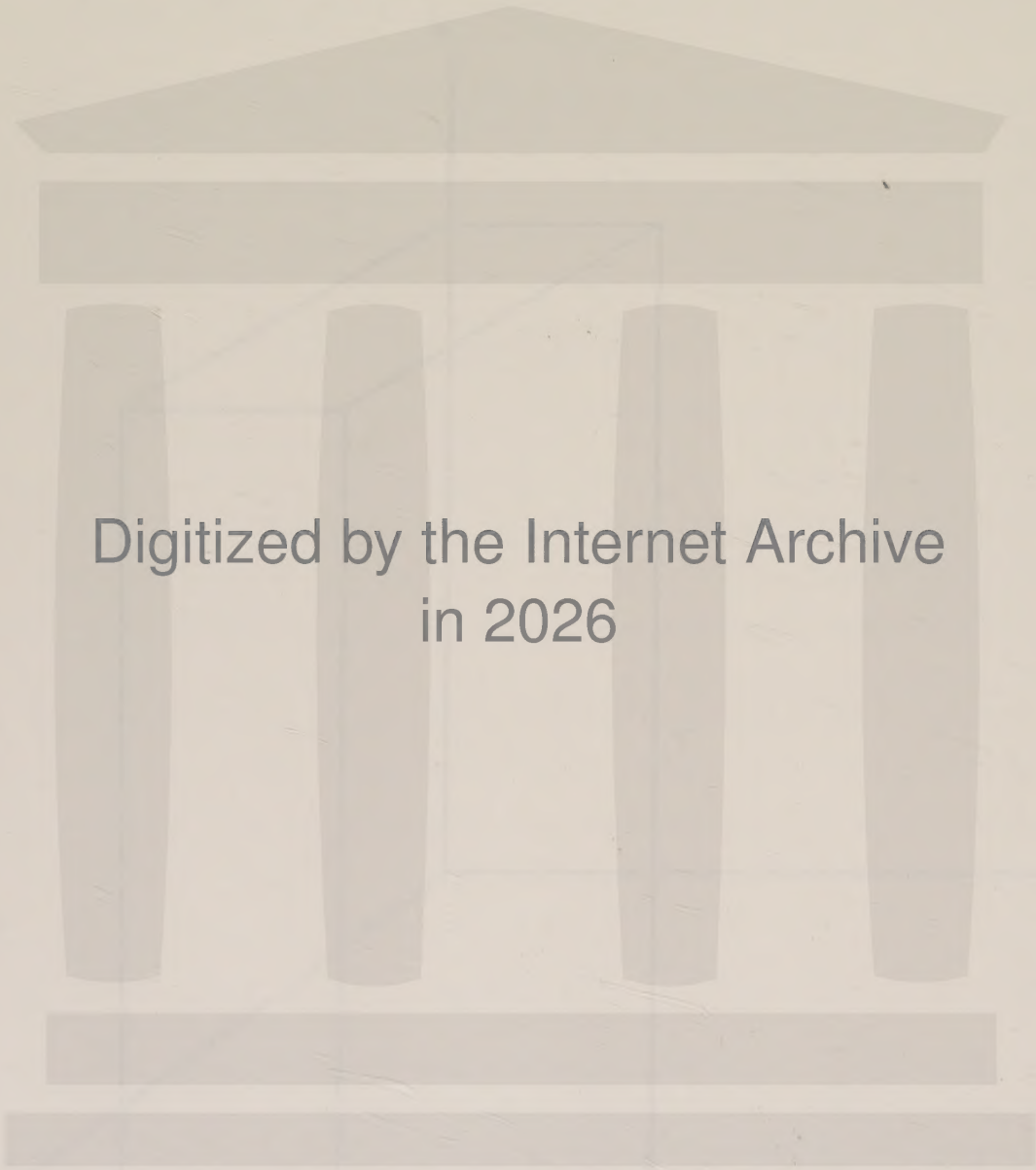
$$R_H = \frac{1}{ne} \frac{v-u}{v+u}$$

La mise en évidence, en 1896, par BAGARD, d'une tension de HALL de l'ordre de 10^{-3} V dans une solution de SO^4CU fut vivement contestée à l'aide de la relation précedemment citée, entre 1896 et 1913 par FLORIO, CHIAVASSA, MORETTO, HEILBRUN, DELVALEZ et OXLEY. L'obtention d'une tension beaucoup trop importante était attribuée en particulie à la non homogénéité du champ et la trop grande épaisseur de la cellu Aucune amélioration n'ayant pu êtreréalisée, les recherches furent abandonnées jusqu'en 1950 où des essais avec des dispositifs du même type, soit un courant de commande et un champ magnétique continus, furent tentés. Les résultats de l'ordre de plusieurs dizaines de millivolts furent une nouvelle fois contestés comme étant 10^4 à 10^5 fois trop importants.

PICARD et NAIDITCH ont modifié le dispositif en utilisant un champ et un courant alternatifs. Les mesures obtenues dans des solutions de HCL et HNO_3 furent très encourageants. Nous avons réalisé un dispositif obéissant à plusieurs critères que nous allons déterminer.

Considérons une solution électrolytique contenue dans un échantillon parallèlipipédique de dimensions l,b, d, par rapport à un système d'axes de référence orthogonaux. Nous soumettons cet échantillon à un champ électrique E suivant OX et à un champ magnétique $\vec{H}$ suivant OZ.


X
Y
Z
a
b
c


Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41544710_0013

La théorie de l'effet HALL fait intervenir deux mobilités :

a) mobilité longitudinale μ qui se rapporte au mouvement, en moyenne rectiligne, du porteur de charge dans le sens du champ $\vec{E}$ appliqué au milieu. On définit la vitesse moyenne $\vec{v}_E$ du porteur Z_e avec champ électrique unité :

$$\vec{v}_E = \mu \vec{E}$$

b) mobilité de HALL μ_H qui apparaît comme transversale par rapport à μ et que l'on définit comme vitesse moyenne $\vec{v}_H$ du porteur Z_e sous l'action du champ de HALL E_Y selon :

$$\vec{v}_H = \mu_H \vec{E}_Y \quad \text{avec} \quad \vec{E}_Y = \frac{\vec{F}}{Z\,e} = \vec{v} \wedge \vec{H}$$

Les forces agissant sur le porteur de type i sont : la force résultant du champ électrique $Ze\,\vec{E}$, la force de LORENTZ $Ze\vec{v} \wedge \vec{H}$ et la force due aux interactions avec les particules environnantes. L'équation du mouvement du porteur i est donc :

$$m \frac{d\vec{v}i}{dt} = Ze\,\vec{E} + eZ(\vec{v}i \wedge \vec{H}) - 6\pi\eta r_i \vec{v}_i$$

Si on tient compte du fait que le mouvement est dépourvu d'accélération lorsque l'équilibre est atteint, on obtient :

$$\vec{v}_i = \mu_i(\vec{E} + \vec{v}_i \wedge \vec{H})$$

Nous constatons que cette expression ne fait intervenir qu'une seule mobilité. Le rapport entre les deux mobilités dépend de la nature du porteur, de la statistique à laquelle il obéit, il est généralement égal à 1 ou $\frac{3\pi}{8}$ pour des porteurs suivant la statistique de BOLTZMANN ce qui est le cas des éléctrolytes. On peut donc se contenter de cette expression de $\vec{v}i$ en première approximation.

Une condition pour que la composante j_Y de la densité de courant de l'ensemble des porteurs suivant OY soit nulle est réalisée en première approximation dans le montage lorsque l'impédance du circuit de mesure est très élevée.

Nous pouvons définir alors, la tension V_H comme étant la différence les porteurs entre les deux faces du parallèlépipède normales à OY soit :

$$V_H = E_Y \times b$$

Or, $E_Y = R_H \times j_x \times H$

d'où $V_H = R_H \times j_x \times H \times b$

En outre, l'intensité I_x est relié à la densité j_x par la relation $j_x = i_x / db$(db étant la surface de la section droite perpendiculaire à OX) . Ainsi on obtient :

$$V_H = \frac{R_H I_X H}{d}$$

ou R_H est exprimé en $m^3 A^{-1} S^{-1}$, I en ampères , H en Wb/m^2 et d en mètres . V_H est alors en volts .

Dans cette mesure, nous supposions utiliser une cellule isotherme; en effet, la présence d'un gradient de température fait apparaitre 3 effets parasites importants :

La force électromotrice d'ETTINGSHAUSEN

$$V_E = \frac{PIH\xi}{d}$$

ou P est le coefficient d'ETTINGSHAUSEN et ξ le pouvoir thermoélectrique du couple connectant les sondes au système de mesure.

La force électromotrice de NERNST

$$V_N = Q_b \frac{dt}{dl} H$$

Q est le coefficient de NERNST et $\frac{dl}{dt}$ le gradient de température le long de l'échantillon .

La force électromotrice de RIGHI LEDUC

$$V_{RL} = S\xi b \frac{dt}{dl} H$$

ou S est le coefficient de RIGHI LEDUC

L'utilisation d'un système de mesure dont les fréquences du courant et du champ sont différentes doit faire disparaitre les effets NERNST et RIGHI LEDUC car ceux ci sont fonction de la fréquence du champ, un filtrage correct les rend peu gènant .

En ce qui concerne la force électromotrice d'ETTINGSHAUSEN, il suffit que la fréquence du courant soit supérieure à 5 hertz; ce qui est facilement réalisé .

Afin d'isoler la tension de HALL des tensions parasites, nous utiliserons une chaine comportant 3 dispositifs :

1) LE DISPOSITIF DE PRODUCTION DE COURANT

Nous avons vu que la fréquence du courant doit être supérieure à 5 HERTZ aux fins d'eliminer l'effet ETTINGSHAUSEN . D'autre part, pour éviter tou phénomène d'électrolyse, le courant doit avoir une fréquence supérieure à 1 khz. Il faut, pour façiliter la séparation avec le 75 Hz, du champ magnétique, avoir une fréquence la plusélevée possible. AU niveau de la mesure proprement dite, il faut que le signal de HALL soit à une fréquence inférieure à la fréquence du champ de maniére à augmenter la différence avec le signal parasite .

Le signal sinusoidal d'une fréquence de l'ordre de 300Hz , utilisé précédemment n'était pas assez élevé en fréquence pour supprimer tout risque d'électrolyse et pas assez bas pour que la différence 300 - 75 et la somme 300 + 75 soient différentes du 300 Hz parasite.

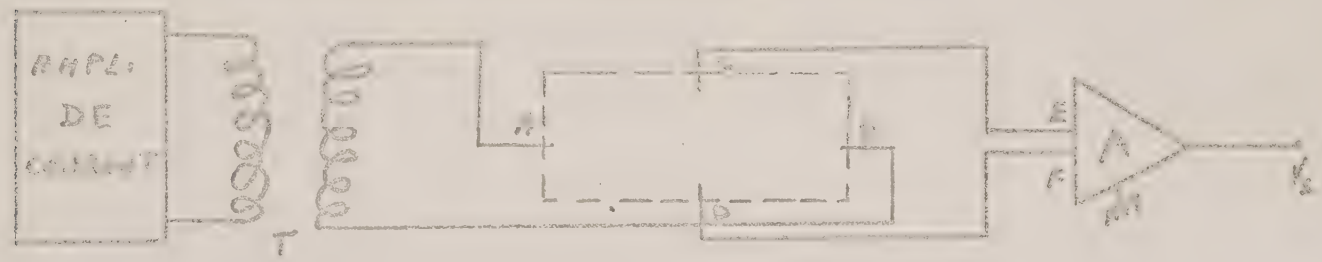
Nous avons donc utilisé un signal modulé composé de 2 signaux multipliés à savoir 1 KHz et 73 Hz.

Les deux signaux sont produits par des générateurs de fonctions sinusoidales et multipliés par un multiplieur analogique ; le signal résultant est amplifié dans un amplificateur de courant régulé .Il se présente sous la forme de deux fréquences : 1 .073 Hz et 927 Hz.

L'électrolyse n'est pas à craindre et nous verrons que la séparation d'avec le 75 Hz est aisée .

La réduction de la tension de non alignement permet de s'en affranchir

Considérons le montage utilisé précedemment :



Dispositif de mesure

La masse de l'amplificateur opérationnel peut être placée en 4 points différents ; A, B, C, D . Dans tous ces cas, et même si la masse est libre, la tension de non alignement apparaitra comme tension différen--tielle aux bornes de l'amplificateur , à cause des capacités parasites ; elle est donc amplifiée avec un gain unité (réglage préalable de l'amplificateur) . Par contre, si nous plaçons à l'aide d'un système quelconque, la masse entre les deux électrodes , au point M_1 par exemple, les tensions V_{CM1} et V_{DM1} seront approximativement en phase. En effet, entre A et B il y a un déphasage de π (à cause du transfor--mateur T); le déphasage entre les deux tensions V_{CM1} et V_{DM1} sera égal à:

$$\frac{\pi \times CD}{AB} \leq \frac{\pi \times 10^{-4}}{7 \times 10^{-2}} = 1,42 \times 10^{-3} \times \pi$$

Dans cette expression, la longueur de la cellule est égale à 70 mm et la précision admise est de 1/ 10 mm . La tension de non alignement compensée sera donc égale à :

$$\frac{V_{ALIM} \times CD}{AB} \sin (1,42 \times 10^{-3} \times \pi)$$

Le sin est alors assimilable à l'arc exprimé en radians soit

$$\frac{V_{ALIM} \times CD \times 1,42 \times 10^{-3} \times \pi}{A B}$$

Nous pensons que ce système permet de réduire considérablement la tension de non alignement .
De plus, un système d'équilibrage sur les deux cables CE et DF permettra également de transformer les signaux de mode différentiel reçus de l'exterieur, en signaux de mode commun considérablement réduits par l'amplificateur . Nous devrions, à l'aide de ce dispositif, réduire les tensions parasites dues au système d'alimentation et à la dissymétrie de la cellule .

2) LE DISPOSITIF DE PRODUCTION DU CHAMP MAGNETIQUE.
Le champ magnétique est produit par un électroaimant alternatif dont les pièces polaires ont 140 mm de côté. Son entrefer a une largeur variable comprise entre 5 et 25 mm . Les détails de la conception et de la réalisation de l'electroaimant sont développés dans la thèse de PICH. Le champ est homogène à 10^{-4} sur une surface supérieure à 100 cm^2 et dans la totalité de l'épaisseur de l'entrefer de telle sorte que la lame d'électrolyte soit entièrement placée dans le champ homogène de 6000 GAUSS.

3) DISPOSITIF DE SEPARATION ET DE DETECTION DE L'EFFET HALL .

Il sagit d'extraire une tension d'une valeur de 10^{-7} volts environ d'une tension de bruit pouvant atteindre 1 volt mais de fréquence différente. Dans l'étape précédente, l'utilisation de fréquences, malgrés tout, trés proches, impliquait l'emploi de filtres très sélec--tifs et, par la même, instables. Une solution consiste en l'éloigne--ment des fréquences à filtrer . Ainsi, compte tenu de la compensation de la tension de non alignement, les signaux parasites sont:

L'amplitude du champ magnétique et ses harmoniques ainsi que celles du secteur 50 Hz sont à réduire à cause de leur action sur les cables et la cellule. La fréquence du courant de l'ordre de1 KHz est le maximum compatible avec le système d'alimentation . C'est la raison pour laquelle nous avons choisi cette fréquence .

Ainsi, nous disposerons de quelque 7 octaves pour atténuer de 10^{-7} au moins soit une atténuation de 140 db pour 7 octaves et 20 db par octave ce qui est façilement réalisable . Le courant étant composé de deux fréquences multipliées entr'elles, à savoir: 1 KHz et 73 Hz aprés la cellule, nous obtenons le produit : 1 KHz × 75 Hz × 73 Hz

Il suffit donc de diviser le produit obtenu par 1 KHz × 75 Hz avec un gain de 1 sur la division pour obtenir un signal de 75-73 Hz affecté de la fonction de transfert de la cellule .

Ce signal de 2 Hz sera séparé du 75 Hz par plus de octaves .

Il sera donc façile à filtrer car ce signal parasite est du unique--ment au champ ambiant dans la cage de FARADAY (dans laquelle sont plaçés les appareils de mesure) . Nous avons choisi 2 Hz de façon à ne pas avoir d' harmoniques proches du 50 Hz et du 75 Hz .

Aprés ce filtrage, nous pourrons utiliser un détecteur synchrone pour mesurer l'amplitude de ce signal.

Ce système permet donc, à l'aide de filtres rudimentaires, d'isoler le signal utile des autres signaux . ainsi, une mesure relativement stable peut ètre effectuée .

La mesure du courant sera faite par la mesure de la tension sur les sondes de courant avec une sonde d'impédance suffisante(>10 impédan--ces de la cellule ; mesurée auparavant, à l'aide d'un pont à la fréquence de 1 KHz).

En ce qui concerne la mesure du champ magnétique, elle sera faite au voisinage de la cellule avec une bobine extra plate de trés petites dimensions de telle manière que si f est la fréquence du champ, on ait :

$$B = \frac{10^2 U}{f}$$

L'ensemble du système utilisé apporte, par rapport au système précédent, l'avantage d'une plus grande simplicité des circuits de filtrage et d'une diminution de l'effet des capacités parasites par abaissement de l'impédance. Ainsi, nous avons cherché à obtenir des mesures relativement stables, donc plus précises.

Les travaux récemment réalisés (thèse PICH, LONGEVIALLE, BELLISSEN) pour mesurer la tension de HALL dans les électrolytes se sont heurtés au problème majeur de réjecter un ensemble de signaux parasites d'un signal utile, ce qui constitue le but de ce travail qui est divivé en trois chapitres, le premier étudie les signaux parasites le deuxième met au point une méthode d'extraction du signal utile et le troisième interprête les résultats obtenus.

1) ETUDE DES SIGNAUX PARASITES.

La première partie expose les généralités sur les signaux parasites. Ces généralités découlent directement de la constitution physique de la cellule et de la nature du champ magnétique.

La seconde partie nous permet de décrire le principe d'un système séparant les signaux parasites ; c'est à dire une cellule à résistances nous permettant de réduire ou d'augmenter à volonté l'un ou l'autre des signaux parasites. Nous déterminons ensuite mathématiquement la tension maximale qui devrait-être mesurée.

Dans la troisième partie nous réalisons pratiquement ce montage. Nous en déduisons qu'une tension parasite de nature différente y prends naissance.

La quatrième partie expose la façon d'isoler ces signaux parasites et de les réduire au mieux.

11) - GENERALITES

111) La position des sondes de HALL approximativement à égale distance des deux sondes de courant donne à penser qu'une tension importante, de mode commun, y prend naissance. Théoriquement, cette tension ne devrait pas être gênante : en effet, se présentant à la fois sur les deux sondes de HALL, un amplificateur opérationnel parfait l'éliminerait.
Hélas, la pratique nous oblige à considérer le RAPPORT DE REJECTION DE MODE COMMUN qui est le rapport de la tension de mode commun à l'entrée sur la tension de sortie lui correspondant.
Ce rapport devra être le plus grand possible : on atteint généralement 60 dB soit 1000.
De plus, on ne peut, sous peine de détruire l'amplificateur opérationnel, laisser croître indéfiniment cette tension de mode commun. La valeur maximale est de l'ordre de quelques volts.

112) La difficulté mécanique du positionnement d'une sonde de tension par rapport à l'autre dans une cellule est à l'origine d'une tension de mode différentiel, cette tension est directement liée à la précision de la construction de la cellule.

113) Pour avoir un bon transfert de puissance entre le générateur et la cellule et de même, entre la cellule et l'amplificateur, il faut que l'impédance des câbles soit grande devant celle de la cellule pratiquement, une impédance dix fois supérieure est correcte puisque l'on admet une perte de puissance de un dixième.

114) La cellule étant environnée par un champ magnétique d'une valeur de l'ordre de 6000 GAUSS, il prend naissance, au niveau de la cellule et au niveau des câbles, une tension parasite dont une partie sera en mode commun et l'autre en mode différentiel.

A ces phénomènes connus, viennent, sans doute, s'ajouter des phénomènes secondaires qui, si l'on n'y prend garde, viennent troubler de façon aléatoire, les résultats.
La réalisation d'une cellule à résistances nous permettra sans doute de mettre en évidence les phénomènes annexes et, ainsi, de les réduire à défaut de les éliminer.

HORS CHAMP MAGNETIQUE
La cellule permet de régler l'alimentation pour un fonctionnement normal et de déterminer le câble qui donnera un résultat optimal.

AVEC CHAMP MAGNETIQUE
La cellule permet de régler la dissymétrie du système et de voir si la réjection de mode commun est constante en fonction de la fréquence.

12 ETUDE DE PRINCIPE .

121 DESCRIPTION DU MATERIEL D'ETUDE .

- Un générateur basse fréquence HEWLETT - PACKARD 208 A réglé sur une fréquence de l'ordre de 1 KHz fournissant une tension d'environ 10 volts . Une stabilité en fréquence de 10^{-3} est requise de façon que le signal fourni ne soit pas exactement sur une harmonique du secteur 50 HERTZ . De mème, une stabilité en tension de 10^{-2} est utile de façon à ne pas enregistrer cette variation comme un signal utile sur le détecteur synchrone .

- Un amplificateur de tension 6823 A.HEWLETT-PACKARD fournissant un maximum de tension de 20 volts sous une puissance de quelque 10 WATT Cet appareil permet à l'utilisateur une action directe et immédiate sur l'amplitude du signal de sortie . De plus, il possède une sortie régulée en courant .

- Un transformateur élévateur sans écran électrostatique de rapport de transformation cent pour un et d'impédance au secondaire 380 KΩ Cette impédance de sortie élevée est un avantage important de ce matériel car, pour l'étude des signaux parasites, il est important de disposer d'un matériel adapté le mieux possible à la cellule qui a une impédance du mème ordre.

- La cellule à résistances est un montage destiné à simuler, à l'aide de résistances, le mieux possible, une cellule réelle. A la concentration de 10^{-4} les impédances normalement rencontrées sont, à 50 Hz :

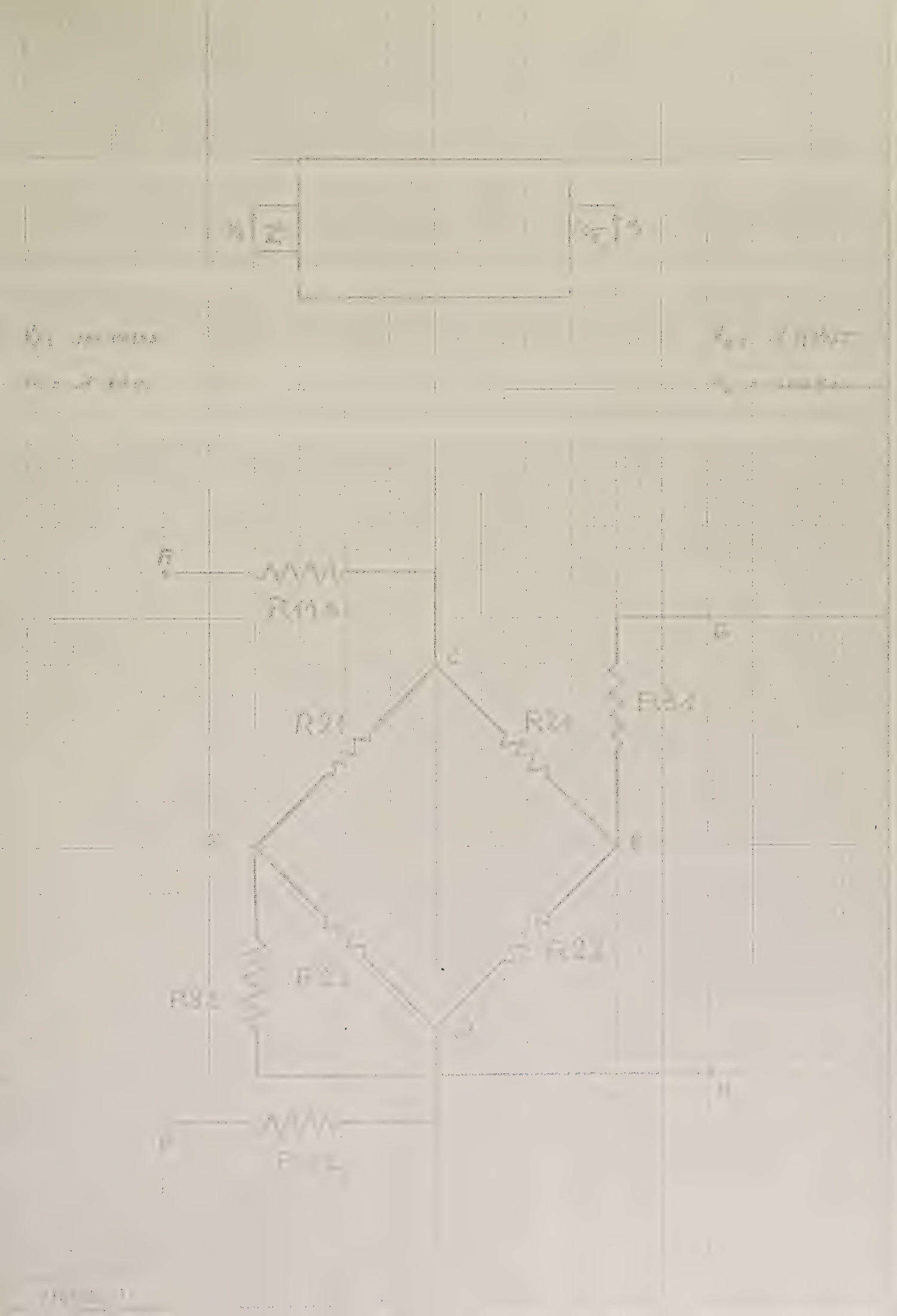
  - 1,1 MΩ entre les sondes de courant
  - 200 KΩ entre les sondes de HALL

Il sagit donc de réaliser un ensemble de résistances, de telle manière que, à partir d'une tension de quelques centaines de volts, crète à crète, nous obtenions une tension de l'ordre de 0,1 à 1 μV; ceci, en respectant les impératifs d'impédance de la cellule type étudiée plus haut. Nous obtenons donc le quadripole de la figure 1 .

- Le détecteur synchrone PAR 124 sera utilisé comme appareil de mesure qui, grace à ses modes d'entrée en différentiel et en asymétrique, perm de mesurer une tension avec ou sans masse flottante . De plus, sa sélectivité et sa sensibilité font de cet appareil un outil trés intéressant En effet, le coefficient de surtension du filtre d'entrée est de cent et la sensibilité maximale, en haute impédance, est de cent nanovolts à pleine échelle.

NOMENCLATURE FIGURE 1

R 11 : 500 KΩ
R 12 : 500 KΩ
R 21 : 0,1 Ω
R 22 : 0,1 Ω
R 23 : 0,1 Ω
R 24 : 0,1 Ω
R 32 : 0,1 MΩ
R 33 : 0,1 MΩ


C
G
H

122) ANALYSE DU FONCTIONNEMENT PHYSIQUE

Soit un signal sinusoidal de la forme $v = V_o \sin\omega T$ fourni par le générateur [illegible] telle que comprise entre 1000 et 10.000 HERTZ soit la même que lors de la mesure du signal de HALL.

[illegible] fréquence en dessous de laquelle une électolyse apparaît si on fait circuler un courant dans une solution ionisée.

La limite supérieure, quant à elle, sera donnée par la fré- [illegible] utilisés. La valeur maximum : V_o sera de 1 volt.

La sortie du générateur se faisant sous une impédance de 50 ohms, donc faible, la liaison avec l'amplificateur de courant sera faite avec un cable blindé simple (L_1). Les deux appareils sont réunis à la même masse électrique.

Après l'amplificateur, l'impédance primaire du transformateur étant de 37 ohms, la tension Rms ou moyenne vraie peut être ajustée, grâce au règlage de la commande de gain de l'amplificateur, a 1 volt. Etant donnée l'impédance toujours faible, on utilise un cable blindé 2 conducteurs L_{21} et L_{22} le blindage étant relié à la masse électrique. Le rapport de transformation est de 100/1 ; la tension de sortie sera donc 100 volts Rms.

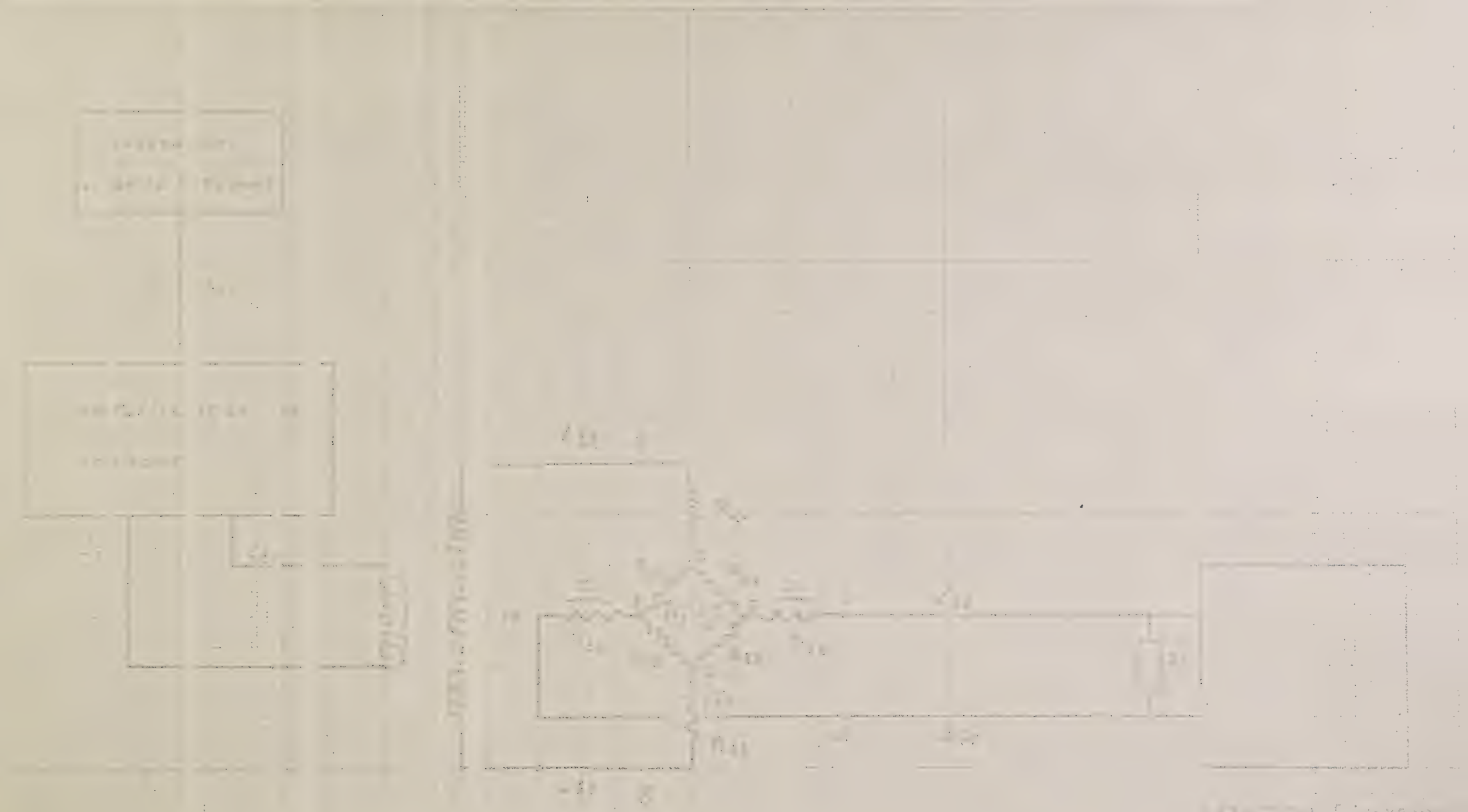
L'entrée se faisant sur A et B, l'impédance vue par le générateur est égale à :

$$R_{11} + R_{CD} + R_{12}$$

Si R_{11} et R_{12} sont beaucoup plus grandes que R_{CD} on peut admettre que cette impédance est égale à :

$$R_{11} + R_{12}$$

Il suffit donc que ces deux résistances soient égales à 1 Mohms pour que cette cellule ait le même comportement aux sondes de courant de la cellule réelle.



La résistance R_{EF} est, en première approximation, égale R_{20} c'est à dire la valeur nominale des résistances :

R_{21} R_{22} R_{23} R_{24}

Dans cette hypothèse, la tension V_{EF} sera d'une valeur correspondante à la tension de HALL.

A ce niveau, l'impédance de la source est égale, en première approximation, à R_{20}. Nous avons réalisé un générateur de tension ; il nous reste donc à augmenter l'impédance de ce générateur.

L'emploi des résistances R_{31} et R_{32} ; si ces résistances sont beaucoup plus grandes que R_{EF}, permettra d'obtenir une impédance de quelque 200 Kohms. Pour cela, il suffit que :

$R_{31} + R_{32}$ soit égale à 200 Kohms par exemple, R_{31} égale R_{32} soit 100 Kohms.

Si nous donnons aux différentes résistances, leur valeur, nous établissons donc que :

$$V_{CD} = 100 \times \frac{0,1}{10^6} \equiv 10^{-5} \text{ V}$$

Le maximum de tension sera obtenu lorsque

$$R_{21} = R_{23} = R_{20}\text{min}$$

$$R_{22} = R_{24} = R_{20}\text{max}$$

La tolérance de ces résistances étant de 10%, la tension V_{EF} devient alors :

$$\frac{V_{CD} \times R_{24}}{R_{23} + R_{24}} - \frac{V_{CD} \times R_{21}}{R_{21} + R_{22}} = \frac{V_{CD}\,(R_{24} - R_{21})}{R_{20}\text{min} + R_{20}\text{max}}$$

$$V_{EF}max = 10^{-5} \times \frac{0,02}{0,2} = 10^{-6} \text{ Volts soit } 1\mu V$$

L'impédance d'entréee du détecteur synchrone étant de l'ordre de 100 Mohms, la tension maximale devant apparaître en GH, donc mesurable sur le détecteur synchrone, sera :

$$V_{GH} \cong V_{EF} \frac{Z_i}{Z_i + R_{31} + R_{32}} = 10^{-6} \cdot \frac{10^8}{10^8 + 10^5 + 10^5}$$

Soit encore : $V_{GH}max = 10^{-6}$ Volts

La tension maximale admissible sur l'appareil de mesure sera donc de 1µV avec une précision supérieure à 1%.

Le filtre du détecteur synchrone sera utilisé en PASSE-BANDE de façon à éliminer les signaux de fréquence autre que celle qui a été choisie soit 1 Khz. La masse électrique de l'appareil sera réunie à la masse commune du générateur et de l'amplificateur de courant.

123) ETUDE MATHEMATIQUE DU DIVISEUR RESISTIF.

Considérons le montage de la fig 1 ; la résistance R_{AB} est égale à $R_{11}+R_{12}+R_{CD}$.

L'expression de R_{CD} est telle que :

$$R_{CD} = \frac{(R_{21}+R_{22})(R_{23}+R_{24})}{R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24}}$$

Nous allons étudier les variations de R_{CD} en fonction des 4 variables indépendantes que sont $R_{21}:R_{22}:R_{23}:R_{24}$.

On calcule, pour cela, la dérivée totale de R_{CD}.

$$d\,R_{CD} = \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{21}}\,d\,R_{21} + \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{22}}\,d\,R_{22} + \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{23}}\,d\,R_{23} + \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{24}}\,d\,R_{24}$$

soit :

$$\frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{21}} = \frac{(R_{23}+R_{24})^2}{(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24})^2} \qquad \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{22}} = \frac{(R_{23}+R_{24})^2}{(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24})^2}$$

$$\frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{23}} = \frac{(R_{21}+R_{22})^2}{(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24})^2} \qquad \frac{\partial\,R_{CD}}{\partial\,R_{24}} = \frac{(R_{21}+R_{22})^2}{(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24})^2}$$

on pose $(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24}) = \Sigma_{R_{20}}$

$$d R_{CD} = \frac{(R_{23}+R_{24})^2}{\Sigma R_{20}^2} R_{21} \frac{d R_{21}}{R_{21}} + \frac{(R_{23}+R_{24})^2}{\Sigma R_{20}^2} R_{22} \frac{d R_{22}}{R_{24}}$$

$$+ \frac{(R_{21}+R_{22})^2}{\Sigma R_{20}^2} R_{23} \frac{d R_{23}}{R_{23}} + \frac{(R_{21}+R_{22})^2}{\Sigma R_{20}^2} R_{24} \frac{d R_{24}}{R_{24}}$$

Si on cherche à obtenir l'annulation de cette dérivée, on constate qu'elle n'est jamais nulle pour des valeurs réelles positives de R_{21};R_{22};R_{23};R_{24}.

On peut donc en conclure que la résistance R_{CD}, fonction de R_{21}; R_{22};R_{23};R_{24}, présente un maximum pour la valeur maximale de ces 4 résistances et un minimum pour la valeur minimale dans 4 résistances.

On pourra donc déterminer, en particulier la plus grande valeur de R_{CD} qui sera pour :

$$R_{21} = 1,1\ R_{20} = R_{22} = R_{23} = R_{24}$$

$$R_{CDMAX} = \frac{1,1(2R_{20})\times(1,1)(2R_{20})}{1,1(4R_{20})}$$

Donc :

$$R_{CDMAX} = 1,1\ R_{20}$$

On continue alors le calcul théorique comme $\Delta R_{21} = \Delta R_{22} = \Delta R_{23} = \Delta R_{24} = \Delta R_{20} = 0,1$ (tolérance des résistances)

on obtient

$$\Delta R_{CD} = \frac{d R_{20}}{(\Sigma R_{20})^2} (R_{23}+R_{24})^2(R_{21}+R_{22}) + (R_{21}+R_{22})^2(R_{23}+R_{24})$$

ou encore

$$\Delta R_{CD} = \frac{0,1}{(\Sigma R_{20})^2} (R_{23}+R_{24})(R_{21}+R_{22})(R_{21}+R_{22}+R_{23}+R_{24})$$

$$\Delta R_{CD} = \frac{0,1\ (R_{23}+R_{24})(R_{21}+R_{22})}{\Sigma R}$$

La variation de R_{CD} est donc la même que la variation d'une résistance R_{20}. Ces résultats confirment l'approximation de l'étude physique.

La valeur R_{CDMAX} est donc $1,1\ R_{20}$

L'expression de R_{AB} exprimée dans le paragraphe précédent comme étant égale à :

$$R_{AB} = R_{11} + R_{12}$$

est donc exacte au rapport près de :

$$\frac{1,1\ R_{20}}{1,1\ R_{20}+R_{11}+R_{12}} = \frac{0,11}{0,11+5\times10^5 + 5\times10^5} = \frac{0,11}{10^6}$$

La précision sur cette approximation est de $11 . 10^{-8}$ donc suffisante en face de la précision de R_{11} et R_{12} qui est de 10^{-2}

Nous calculons alors le rapport des courants I_1, I_2, I_3.

$$I_1 = \frac{V_{EF}}{R_{31}+Z_i+R_{32}}$$

$$I_2 = \frac{V_{CD}}{R_{21}+R_{22}} \qquad I_3 = \frac{V_{CD}}{R_{23}+R_{24}}$$

$$I_1 = \frac{10^{-6}}{100\Omega+200M+100K} = 5 \times 10^{-45}\ A$$

$$I_2 = I_3 = \frac{10^{-5}}{0,1+0,1} = 5 \times 10^{-5} A$$

c'est-à-dire que jusqu'à une précision de l'ordre de 10^{-10}, on peut négliger l'action du circuit EGHF sur le montage ACDB. Ceci est valable pour des signaux alternatifs de très basse fréquence.

On peut alors considérer la résistance REF et ses variations. Nous retrouvons alors le même problème que pour R_{CD} soit :

$$R_{EF} = \frac{(R_{21}+R_{24})(R_{22}+R_{23})}{\Sigma_R}$$

et nous devons également trouver comment varie cette fonction, de manière à voir le moment où elle sera maximum.
On calcule alors

$$d\,R_{EF} = \frac{\partial R_{EF}}{\partial R_{21}} d\,R_{21} + \frac{\partial R_{EF}}{\partial R_{22}} d\,R_{22} + \frac{\partial R_{EF}}{\partial R_{23}} d\,R_{23}$$

$$+ \frac{\partial R_{EF}}{\partial R_{24}} d\,R_{24}$$

On trouve les memes résultats que précédemment car l'équation de départ se présente sous la meme forme. Ainsi, la tension V_{GH} sera maximale dans le cas envisagé lors de l'analyse physique Elle sera alors égale à 1 μV .

124) ETUDE COMPARATIVE DU MONTAGE ET DE LA CELLULE

Comme nous l'avons vu dans le second paragraphe, la cellule à effet HALL fournit une tension de mode différentiel due à la difficulté de positionnement mécanique des sondes de tension. Pour simuler cette cellule, le montage à résistances permet de générer une tension de mode différentiel de valeur réglable en modifiant une des résistances du pont R_{21} : R_{22} : R_{23} : R_{24}. On pourra également agir sur la tension V_{AB}. La présence des résistances R_{31} et R_{32} permettra de simuler l'impédance entre les sondes de tension. Cet aspect de la simulation n'est pas le but essentiel de l'étude des signaux parasites mais il permet de s'affranchir de toute supposition hasardeuse, en ce qui concerne la similitude de comportement de la cellule et du diviseur résistif.
Par contre, la tension de Mode COMMUN est très importante à cause du RRMC (Rapport de réjection de mode commun) de l'amplificateur d'entrée de l'appareil de mesure.

Cette tension de mode commun sera fonction de la position de la masse électrique des appareils, au niveau du secondaire du transformateur, et de la cellule à résistances. Il y a deux catégories :

1°) Les points pour lesquels la similitude avec la cellule de Hall est conservée.

Ce sont les points A, i, M ou B qui, si la masse est connectée en ces points, n'altèrent en rien la similitude entre la cellule de Hall et la cellule à résistances : en effet, ces trois points sont au niveau du transformateur donc, existent dans un montage comme dans l'autre.

Il en sera de même pour les points G et H qui, eux, font partie de l'appareillage de mesure dans les deux cas.

2°) Les points pour lesquels la similitude avec la cellule de HALL n'est pas conservée.

Ce sont les points C: E: D: F, qui dans une cellule de Hall n'existent pas car ils sont un moyen d'obtenir un générateur de basse impédance sous une faible tension, à partir des éléments à haute impédance de la chaîne. La mise à la masse de ces quatre points sera utilisée pour éliminer une incertitude en ce qui concerne la tension réelle de mode commun.

On voit donc qu'à part le second choix de positionnement de la masse électrique, la cellule à résistance simule, le mieux possible, la cellule à effet HALL. Elle est donc bien adaptée à la détection d'autres phénomènes et à leur réduction.

13) MISE EN EVIDENCE DES PHENOMENES ANNEXES.

Pour la mesure, dans le montage de la figure 2, nous choisissons :
R_{21} ; R_{22} ; R_{23} ; R_{24} ; = 0,1 Ω à 10 % R_1 = 500K Ω à 1 %
$R_3 = R_4 = R_A$

Nous utilisons, comme appareil de mesure, un détecteur synchrone P.A.R. dont d'impédance d'entrée est de 100 MΩ. La valeur de la tension de mode différentiel V_{CD} diff. max devrait être de l'ordre de 1 µV.

On établit un tableau des valeurs mesurées avec différents paramètres.

F	R_A	V_{1GH}	V_{2GH}	V_{3GH}	V_{4GH}
1000 Hz	0	40nV	20 40 nV	non mes.	non mes.
	100 Ω	0,3µV	0,23µV	10nV	40nV
	100KΩ	0,31mV	0,2mV	2,4µV	1µV
	910KΩ	2,5mV	1,6mV	16µV	11µV
	1M	2,9mV	1,9mV	60µV	30µV

V_{1GH} : tension entre G et H lorsque les fils sont blindés.

V_{2GH} : tension entre G et H lorsque l'on a un câble normal.

V_{3GH} : tension entre G et H lorsque les fils sont torsadés ϕ 10 mm.

V_{4GH} : tension entre G et H lorsque les fils sont torsadés et blindés ϕ 1

On constate donc, au vu de ces mesures, que plus R_3 et R_4 sont élevées plus grande est la valeur mesurée.
De plus, dans les mesures V_{3GH} et V_{4GH}, les fils torsadés sont à isolant très épais en téflon.

Il semble que les phénomènes parasites soient liés, d'une part à la valeur des résistances R_3 et R_4 et d'autre part, à la nature du fil. Il reste donc à déterminer l'origine des ces phénomènes et ensuite, à réduire leurs effets.

Au niveau de la liaison HG avec Z_i, il semble y avoir un générateur qui ramène, sur le fil, une tension variable avec l'impédance HG vue du côté de la cellule. Les capacités de ces câbles en sont à l'origine car le couplage entre l'arrivée à haute tension en A B et la sortie en

basse tension G H sont couplées par la double paire de capacité : C_1+C_2 et C_3+C_4. La tension mesurée est fonction du déséquilibre entre C_1+C_4 et C_2+C_3.
Ceci explique le changement considérable provoqué par le déplacement d'un câble.

14) METHODES PRIMAIRES DE REDUCTION (voir FIG2)

Nous venons donc de voir que la tension mesurée est fonction de la nature et de l'isolement du câble utilisé. De plus, la symétrie d'attaque de la cellule est fort importante. Il faut également considérer l'isolement électrostatique du montage.

En ce qui concerne les câbles, nous avons utilisé deux fils ayant un isolant de 1 cm de diamètre que nous avons torsadés de façon à éviter au maximum l'action du champ magnétique.
De plus, une gaine souple en cuivre étamé est placée autour de ces deux fils. L'ensemble est alors isolé et passé dans un tube de cuivre relié à la masse. Le rayonnement électrostatique est ainsi limité.
Ce premier câble étant utilisé pour l'alimentation en courant, on utilisera le même type de câble sans le tube de cuivre pour la partie mesure en haute impédance. Dans ce dernier cas, la gaine sera portée à un potentiel intermédiaire aux deux fils et sous une basse impédance.

Pour la symétrisation et l'isolement électrostatique, nous avons utilisé un système à deux transformateurs à écran de rapport 1/1 et un tranformateur-élévateur intermédiaire. Le réglage de la symétrie se fera par le réglage du potentiomètre placé entre les deux enroulements ; la résistance totale devra être inférieure au dixième de l'impédance du transformateur.
Des méthodes complémentaires de filtrage seront utilisées sur chacun des modules.(diviseur et détecteur synchrone).

15) AMELIORATIONS OBTENUES .

Les résultats obtenus sont surtout appréçiables en ce qui concerne la la stabilité et la faible valeur de la tension de non alignement compensée. En effet l'ensemble du dispositif permet de réduire cette tension : de quelques dizièmes de volts à quelque 100 µv de manière stable et répétitive . Ce sera donc un élément utile dans la chaine de mesure .

2) PRINCIPE ET MOYENS DE MESURE.

Après avoir isolé, dans le premier chapitre, les signaux parasites bien connus (non alignement, induction du champ) des autres signaux parasites, (dissymétrie, mauvais isolement électrostatique) nous étudierons dans le second chapitre, une méthode d'extraction du signal utile.

Dans une première partie, nous étudions les différentes multiplications qui permettent d'éloigner de manière transitoire les différentes tensions parasites du signal utile, et, ainsi, de pouvoir par filtrage, les séparer.

La seconde partie permet d'exposer les caractéristiques des appareils utilisés depuis les générateurs basse fréquence jusqu'au détecteur synchrone en passant par les multiplieurs et l'amplificateur de puissance.

Dans une troisième partie, nous étudions physiquement la répartition des différentes bandes latérales résultant des multiplications successives et nous voyons comment les signaux parasites sont réduites au profit du signal utile. L'éloignement relatif des différentes fréquences nous donne des relations qui nous permettent alors de fixer le choix définitif des fréquences de base.

La quatrième partie précise le réglage des différents appareils pour une réduction maximale des signaux parasites.

21) etude theorique

211) elaboration d'une solution mathématique .

Soit un signal sinusoidal de forme $S_1 = A_1 \text{ SIN } \omega_1 T$. Ce signal est multiplié analogiquement par un autre signal de forme $S_2 = A_2 \text{ SIN } \omega_2 T + \varphi_2$ dans lequel φ_2 est la phase à l'origine par rapport à S_1 .

Nous avons donc l'expression:

$$S_{12} = A_1 \text{ SIN } \omega_1 T \times A_2 \text{ SIN } (\omega_2 T + \varphi_2)$$

Elle peut etre mise sous la forme :

$$S_{12} = \frac{A_1 \times A_2}{2} \left[\cos (\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) - \cos(\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2) \right]$$

On multiplie cette expression par le gain K_1 d'un amplificateur :

$$S_{121} = \frac{1}{2} K_1 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot [\cos(\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) - \cos(\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2)]$$

on effectue alors une nouvelle multiplication par le terme $S_3 = K'_1 \times A_3 \sin(\omega_3 T + \varphi_3)$. où K'_1 est la constante de la cellule de HALL.

on obtient

$$S_{123} = S_1 \times S_2 \times S_3 \times K_1 \times K'_1$$

$$S_{A123} = \frac{1}{2} \cdot K_1 \cdot K'_1 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot [(\sin(\omega_3 T + \varphi_3)][\cos(\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) - \cos(\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2)$$

on peut alors écrire :

$$\cos(\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) = \sin(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2)$$

et

$$\cos(\omega_1 T + \omega_2 T + \phi_2) = \sin(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2)$$

on obtient :

$$S_{123} = \frac{1}{2} \cdot K_1 \cdot K'_1 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot [\sin(\omega_3 T + \varphi_3) \cdot \sin(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2) - \sin(\omega_3 T + \varphi_3) \cdot \sin(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2)]$$

On développe une seconde fois :

$$S_{123} = \frac{K_1 \times K_1' \times A_1 \times A_2 \times A_3}{4} \left[\begin{array}{l} \cos(\omega 3T + \varphi 3 - \frac{\pi}{2} + \omega 1T - \omega 2T - \varphi 2) \\ - \cos(\omega 3T + \varphi 3 + \frac{\pi}{2} - \omega 1T + \omega 2T + \varphi 2) \\ - \cos(\omega 3T + \varphi 3 - \frac{\pi}{2} + \omega 1T + \omega 2T + \varphi 2) \\ + \cos(\omega 3T + \varphi 3 + \frac{\pi}{2} - \omega 1T - \omega 2T - \varphi 2) \end{array} \right]$$

La transformation en sinus nous donne :

$$S_{123} = \frac{K_1 \times K_1' \times A_1 \times A_2 \times A_3}{4} \left[\begin{array}{l} \sin(\omega 3T + \varphi 3 + \omega 1T - \omega 2T - \varphi 2) \\ - \sin(\pi + \omega 3T + \varphi 3 - \omega 1T + \omega 2T + \varphi 2) \\ - \sin(\omega 3T + \varphi 3 + \omega 1T + \omega 2T + \varphi 2) \\ + \sin(\pi + \omega 3T + \varphi 3 - \omega 1T - \omega 2T - \varphi 2) \end{array} \right]$$

Nous effectuons un nouveau produit tel que si l'on pose :

$S_3' = A3 \sin (\omega 3T + \varphi 4)$

$S_{13} = S_1 \times S_3' = A_1 \times A_3 \sin (\omega 1T) \sin (\omega 3T + \varphi 4)$

$$S_{13} = \frac{A_1 \times A_3}{2} [\cos (\omega 1T - \omega 3T - \varphi 4) - \cos (\omega 1T + \omega 3T + \varphi 4)]$$

D'ou nous tirons :

$$S_{13} = \frac{A_1' \times A_3'}{2} [\sin (\frac{\pi}{2} - \omega 1T + \omega 3T + \varphi 4) - \sin (\frac{\pi}{2} - \omega 1T - \omega 3T - \varphi 4$$

$$S_{123} \times S_{13} = \frac{K_1 . K_1' \circ A_1 \circ A_2 \circ A_3}{4} \left[\begin{array}{l} \sin(\omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_3 - \varphi_2) \\ - \sin(\pi - \omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3) \\ - \sin(\omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3) \\ + \sin(\pi - \omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3) \end{array} \right]$$

$$\times \frac{A_1' \circ A_3'}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \varphi_4\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_3 T - \varphi\right.$$

C'est à dire : $\frac{K_1 \circ K_1' \circ A_1 \cdot A_1' \cdot A_2 \circ A_3' \circ A_3}{8}$ multiplié par :

$$\begin{array}{l}
\cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T - \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T - \omega_3 T - \pi + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T + \omega_3 T + \pi + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T - \omega_3 T + \omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 - \pi\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \omega_3 T - \omega_1 T - \omega_2 T + \pi - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T + \omega_2 T - \omega_3 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T - \omega_2 T - \omega_3 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T - \omega_2 T - \omega_3 T - \omega_3 T - \pi - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T + \omega_2 T - \omega_3 T + \omega_3 T + \pi + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T - \omega_2 T - \omega_3 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T + \omega_2 T - \omega_3 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
- \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_1 T + \omega_2 T - \omega_3 T - \omega_3 T - \pi + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) \\
+ \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_1 T - \omega_2 T - \omega_3 T + \omega_3 T + \pi - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right)
\end{array}$$

On réduit l'expression complète:

$$S_4 = \frac{K_1 \cdot K_1' \cdot A_1 \cdot A_1' \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_3'}{8} \times$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 T + 2\omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(-\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2} - 2\omega_1 T + 2\omega_3 T + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\omega_3 T + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(-\frac{\pi}{2} + \omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right) - \cos\left(\frac{3\pi}{2} - 2\omega_1 T - \omega_2 T + 2\omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\omega_1 T + \omega_2 T - 2\omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(-\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - 2\omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) - \cos\left(\frac{3\pi}{2} - 2\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - 2\omega_1 T - \omega_2 T - 2\omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(-\frac{\pi}{2} - 2\omega_3 T + \omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2} - 2\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

On elimine les éléments de l'expression qui conservent des termes en ω_1.
(cette opération sera effectuée physiquement par un filtre)

$$S_4' = \frac{K_1 \cdot K_1' \cdot A_1 \cdot A_1' \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_3'}{8} \times$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 T + 2\omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega_2 T + 2\omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4\right) + \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right) + \cos\left(-\frac{\pi}{2} - \omega_2 T - 2\omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \omega_2 T - 2\omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4\right)$$

On peut transformer cette expression en fonction du sinus :

$$S'_4 = \frac{K_1 \cdot K'_1 \cdot A_1 \circ A'_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A'_3}{8} \times$$

$$- \sin (\omega_2 T - 2\omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4) - \sin (\pi + \omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)$$

$$+ \sin (- \omega_2 T - 2 \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4) + \sin (\pi - \omega_2 T - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4)$$

$$+ \sin (\omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4) + \sin (\pi + \omega_2 T + 2\omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)$$

$$- \sin (- \omega_2 T - \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4) - \sin (\pi - \omega_2 T + 2\omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4)$$

Cette expression est multipliée une nouvelle fois par le terme :

$$S'_2 = A'_2 \sin (\omega_2 T + \varphi_5)$$

C'est à dire :

$$S'_5 = \frac{K_1 \cdot K'_1 \cdot A_1 \cdot A'_1 \cdot A_2 \circ A'_2 \circ A_3 \cdot A'_3}{16} \times$$

$$- \cos (2\omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5) + \cos (2\omega_2 T - 2\omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$- \cos (- \pi - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) + \cos (\pi + 2\omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+ \cos (2\omega_2 T + 2\omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5) - \cos (- 2\omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+ \cos (- \pi + 2\omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5) - \cos (\pi - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+ \cos (- \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) - \cos (2\omega_2 T + \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+ \cos (- \pi - 2\omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) - \cos (\pi + 2\omega_2 T + 2\omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$- \cos (2\omega_2 T + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) + \cos (- \varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$- \cos (- \pi + 2\omega_2 T - 2\omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+ \cos (2\omega_3 T + \pi - \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

On considère alors les termes qui ne comportent pas l'élément ω . C'est à dire :

$$-\cos(\pi - \varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) : -\cos(\pi - \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5)$$

$$+\cos(-\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5) : +\cos(-\varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5)$$

Pour obtenir un maximum il faut que

$$-\varphi_2 - \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5 = 0 : -\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5 = 0$$

$$-\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5 = 0 : -\varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 = 0$$

On voit que ces deux équations sont deux à deux identiques, soit: lorsque $\varphi_4 = 0$

$-\varphi_2 - \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 = 0$ et $-\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4 + \varphi_5 = 0$

On obtient: $2\varphi_4 - 2\varphi_3 = 0$

$$\varphi_4 = \varphi_3 = 0 \text{ et } \varphi_2 = \varphi_5$$

Le déphasage entre les deux signaux $S_3' = A_3 \sin(\omega_3 T + \varphi_4)$ et $S_3 = A_3 \sin(\omega_3 T + \varphi_3)$ doit donc être nul à $2K\pi$ prés .

Il en sera de mème pour les signaux $A_2 \sin(\omega_2 T + \varphi_2)$ et

$S_2' = A_2' \sin(\omega_2 T + \varphi_5)$. Dans ce cas, l'expression à mesurer

sera donc :

$$S_5 = \frac{K_1 \cdot K_1' \cdot A_1 \cdot A_1' \cdot A_2 \cdot A_2' \cdot A_3 \cdot A_3'}{16} \cdot 4$$

La chaine de mesure permet donc bien d'obtenir la fonction de transfert de la cellule, donc, la tension de HALL .

$$S_5 = \frac{1}{4} K_1 \cdot K_1' \cdot A_1 \cdot A_1' \cdot A_2 \cdot A_2' \cdot A_3 \cdot A_3'$$

212) CARACTERISTIQUES DE CETTE SOLUTION .

Le comportement correct ou non de cette solution est relatif à une multiplication imparfaite à plusieur niveaux.

Par exemple , si l'opération

$$S_{123} = S_{121} \cdot S_3$$

n'est pas parfaite, le résultat comportera des termes tels que:

$$S_{123} + PS_{121} + QS_3$$

dans lesquels P et Q sont des constantes multiplicatives.

Etudions alors le terme additif:

$$PS_{121} + QS_3$$

Nous effectuons les memes opérations qu'avec le terme S_{123}

$$PS_{121} + QS_3 = \frac{1}{2} P.K_1.A_1.A_2 \cos (\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) - \cos (\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2) + Q.K'_1.A_3.\sin(\omega_3 T + \varphi_3)$$

Nous multiplions PS_{121} par $S_{13} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \varphi_4) \\ -\sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_3 T - \varphi_4) \end{bmatrix} A'_1 \cdot A'_3$

$$\frac{P.K_1.A_1.A_2.A'_1.A'_3}{4} \left[\cos (\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2) - \cos (\omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2)\right] \cdot \left[\sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \varphi_4) - \sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_3 T - \varphi_4)\right]$$

Nous transformons alors les cos en sin :

$$\frac{P.K_1.A_1.A'_1.A_2.A'_3}{4} \cdot \left[\sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_2 T + \varphi_2) - \sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2 \right] \cdot \left[\sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \varphi_4) - \sin (\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_3 T - \varphi_4 \right]$$

Le produit effectué donne : $\frac{P.K_1.A_1.A'_1.A'_3.A_2}{8}$.

$$\cos (\omega_2 T + \varphi_2 - \omega_3 T - \varphi_4) - \cos (\pi - 2\omega_1 T + \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4$$

$$- \cos (\omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4) + \cos (\pi - 2\omega_1 T + \omega_2 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4$$

$$- \cos (- \omega_2 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4) + \cos (\pi - 2\omega_1 T - \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi$$

$$+ \cos (- \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4) - \cos (\pi - 2\omega_1 T - \omega_2 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4$$

Nous ne considérerons, dans cette expression, que les termes qui ne contiennent pas le signe $\omega_1 T$. C'est à dire :

$$\cos (\omega_2 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4) - \cos (\omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4)$$

$$- \cos (- \omega_2 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4) + \cos (- \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4)$$

ou encore :

$$\sin (\tfrac{\pi}{2} - \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4) - \sin (\tfrac{\pi}{2} - \omega_2 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4)$$

$$- \sin (\tfrac{\pi}{2} + \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4) + \sin (\tfrac{\pi}{2} + \omega_2 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4)$$

On multiplie par le terme : $S'_2 = A'_2 \sin (\omega_2 T + \varphi_5)$

et nous obtenons :

$$\frac{P.K_1.A_1.A_2.A'_1.A'_2.A'_3}{8} \cdot \sin (\omega_2 T + \varphi_5) \cdot$$

$$\sin (\tfrac{\pi}{2} - \omega_2 T + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4) - \sin (\tfrac{\pi}{2} - \omega_2 T - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4)$$

$$- \sin (\tfrac{\pi}{2} + \omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4) + \sin (\tfrac{\pi}{2} + \omega_2 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4)$$

Cette expression développée devient:

$$\cos\left(2\omega_2 T - \frac{\pi}{2} - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_5\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_5\right)$$

$$- \cos\left(2\omega_2 T - \frac{\pi}{2} + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_5\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_5\right)$$

$$- \cos\left(-\frac{\pi}{2} - \omega_3 T - \varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_5\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\omega_2 T + \omega_3 T + \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_5\right)$$

$$+ \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \omega_3 T - \varphi_2 + \varphi_4 + \varphi_5\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\omega_2 T - \omega_3 T + \varphi_2 - \varphi_4 + \varphi_5\right)$$

Dans cette expression, si nous eliminons les termes qui comportent ω_2 ou ω_3 il ne reste rien . ceci nous indique que le terme additif :

$$PS_{121} = \frac{1}{2} P \cdot K_1 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \cos\left(\omega_1 T - \omega_2 T - \varphi_2\right) - \cos\left(\omega_1 T + \omega_2 T +\right.$$

n'est pas pris en considération par le système ; il est donc éliminé

De meme, nous allons étudier le terme :

$$QS_3 = Q \cdot K_1' \cdot A_3 \cdot \sin\left(\omega_3 T + \varphi_3\right)$$

On le multiplie par S_{13}

$$QS_3 \cdot S_{13} = \frac{1}{2} Q \cdot K_1' \cdot A_3 \cdot A_1' \cdot A_3' \cdot \sin\left(\omega_3 T + \varphi_3\right) \cdot$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \omega_3 T + \varphi_4\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T - \omega_3 T - \varphi_4\right.$$

C'est à dire :

$$\frac{1}{2} \cdot Q \cdot K_1' \cdot A_3 \cdot A_1' \cdot A_3' \cdot$$

$$\cdot\left[\cos\left(\varphi_3 - \varphi_4 + \omega_1 T - \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + 2\omega_3 T + \varphi_3 + \varphi_4\right)\right.$$

$$\left. - \cos\left(-\frac{\pi}{2} + \omega_1 T + 2\omega_3 T + \varphi_3 + \varphi_4\right) + \cos\left(+\frac{\pi}{2} - \omega_1 T + \varphi_3 - \varphi_4\right)\right]$$

Nous éliminons les termes en $\omega_1 T$. Etant donné qu'il n'existe , dans cette expression ,aucun terme indépendant de ω_1 elle n'est pas pr en considération par le système:elle sera éliminée.

213) CONCLUSION

Au vu des différentes opérations mathématiques effectuées dans ce schéma, on peut en conclure qu'il sera intéressant car il permet d'annuler les termes dus à l'imperfection du système physique à mesurer (cellule de Hall).

Cependant, il reste à étudier alors ce que ce modèle impose comme matériel de mesure et également voir si aucune incompabilité physique n'est à redouter.

22) MATERIEL MIS EN OEUVRE .

221) LE GENERATEUR DE FONCTION 3300 A HEWLETT PACKARD .

Cet appareil est pourvu de deux voies d'amplification séparées;ce qui permet de régler séparément les sorties.

Dans notre cas, une voie sera utilisée pour la référence et l'autre pour la génération du courant de la cellule.

De plus, le générateur a des caractéristiques techniques trés intéressantes:

- Tension maximale de sortie : 15 volts crète à crète dans 600 Ω et pour chaque voie.
- Fréquence de travail : 0,01 Hz à 100KHz.
- Linéarité pour un signal sinusoidal : elle est meilleure que 1 pour cent dans la gamme de fréquence.

Etant donné ces caractéristiques, l'appareil sera utilisé dans la gamme de 1 Hz à 100KHz de façon à obtenir également une meilleure stabilité en fréquence, bien que ce ne soit pas critique. Nous effectuerons une mesure de décalage, si celui ci n'est pas nul, entre les deux sorties de façon à consigner sa valeur précise; ce qui nous sera trés utile au moment du réglage de la chaine de mesure.

222) LE GENERATEUR 208 A HEWLETT PACKARD .

Ce générateur permet d'obtenir une tension de sortie ajustable de 25 microvolts à 2,5 volts sur une impédance de sortie de 600 Ω .

La gamme de fréquence s'étend de 5 Hz à 560 KHz et le bruit Y est inférieur à 0,05 pour cent à sortie maximum. Sa fréquence est donnée à ± 3 pour cent. Un voltmètre indique la valeur réelle (RMS) de la tension de sortie .

223) LE MULTIPLIEUR 420 A ANALOG DEVICES .

Le multiplieur 420 A multiplie les 2 termes qui sont introduits à ses entrees X et Y .
Soit :

$$X : V_1 \sin \omega_1 T$$

$$Y : V_2 \sin \omega_2 T$$

Nous supposons , en un à priori theorique , que ces signaux sont en phase . La sortie S du multiplieur nous donnera :

$$S : \frac{V_1 \cdot V_2}{10} \sin \omega_1 T \cdot \sin \omega_2 T$$

Le gain du systeme est donc de 1 / 10

2231) FONCTIONNEMENT DU MULTIPLIEUR (voir figure 3)

Le gain du transistor Q_1 est proportionnel à sa trans--conductance . on peut ecrire que le courant passant dans l'emetteur de Q_1 est tel que :

$$I_E = \frac{I_c}{2} + I_{b1}$$

Comme $I_c = \beta I_b$ lorsque β est plus grand ou egal à 100 , l'erreur admise est de 1 % lorsque nous ecrivons

$$I_E = \frac{I_c}{2}$$

Le signal $Y = V_2 \sin \omega_2 T$ produit dans R_Y un courant tel que

$$\Delta I_c = \frac{\Delta R_Y}{R_Y} .$$

Le courant à l'interieur de R_1 , si X : 0 sera tel que

$$I_{R1} = I_c \pm \Delta I_c = I_{cM}$$

ΔI_c étant fonction de Y et I_c étant fonction de X tout comme I_{b1} on peut exprimer e_1 en fonction de X et de Y.

On pose K_1 : gain en tension du transistor Q_1

K_2 : gain en tension du transistor Q_2

on obtient:

$e_1 : K_1 \cdot X$

On a également : $\frac{K_1}{K_2} = \ldots$ et $\Delta I_c = \frac{\Delta R_Y}{R_Y}$

On en conclut $\Delta e_1 = K_3 X Y$

Dans les limites du CUTT OFF et de la saturation des transistors, les variations de e_1 sont fonction du produit $X.Y$. Il suffit, à ce moment, d'éliminer le signal de mode commun présent sur les deux collecteurs et d'amplifier le signal différentiel; c'est ce que fait l'amplificateur opérationnel A ; le signal différentiel est en effet le seul qui soit proportionnel au produit des deux signaux X et Y.

Les circuits supplémentaires R_2 C_2 et R_3 C_3 sont utilisés pour une contre réaction sélective (R_2 C_2) afin d'avoir une courbe de réponse en fréquence la plus plate possible. En ce qui concerne C_3 R_3, il sert à compenser la capacité parasite dissymétrique du système

2232) REGLAGE DU MULTIPLIEUR (voir fig. 4)

étant donné La description du multiplieur analytique qu'elle a été donnée dans le paragraphe (a), le "420A" ne présente pas les caractéristiques idéales. En réalité, lorsque l'on étudie le modèle, on s'aperçoit que si l'on applique à l'entrée :

$X : A \sin \omega_1 T$. $Y : B \sin \omega_2 T$

On obtiendra à la sortie :

$$S : K_1'(A \sin \omega_1 T)(B \sin \omega_2 T) + K_2' (A \sin \omega_1 T) + K_3' (B \sin \omega_2 T)$$

Afin de nous rapprocher de la théorie, il faut que les termes en K_2' et en K_3' soient négligeables devant les termes en K_1'. Nous allons essayer de les réduire .

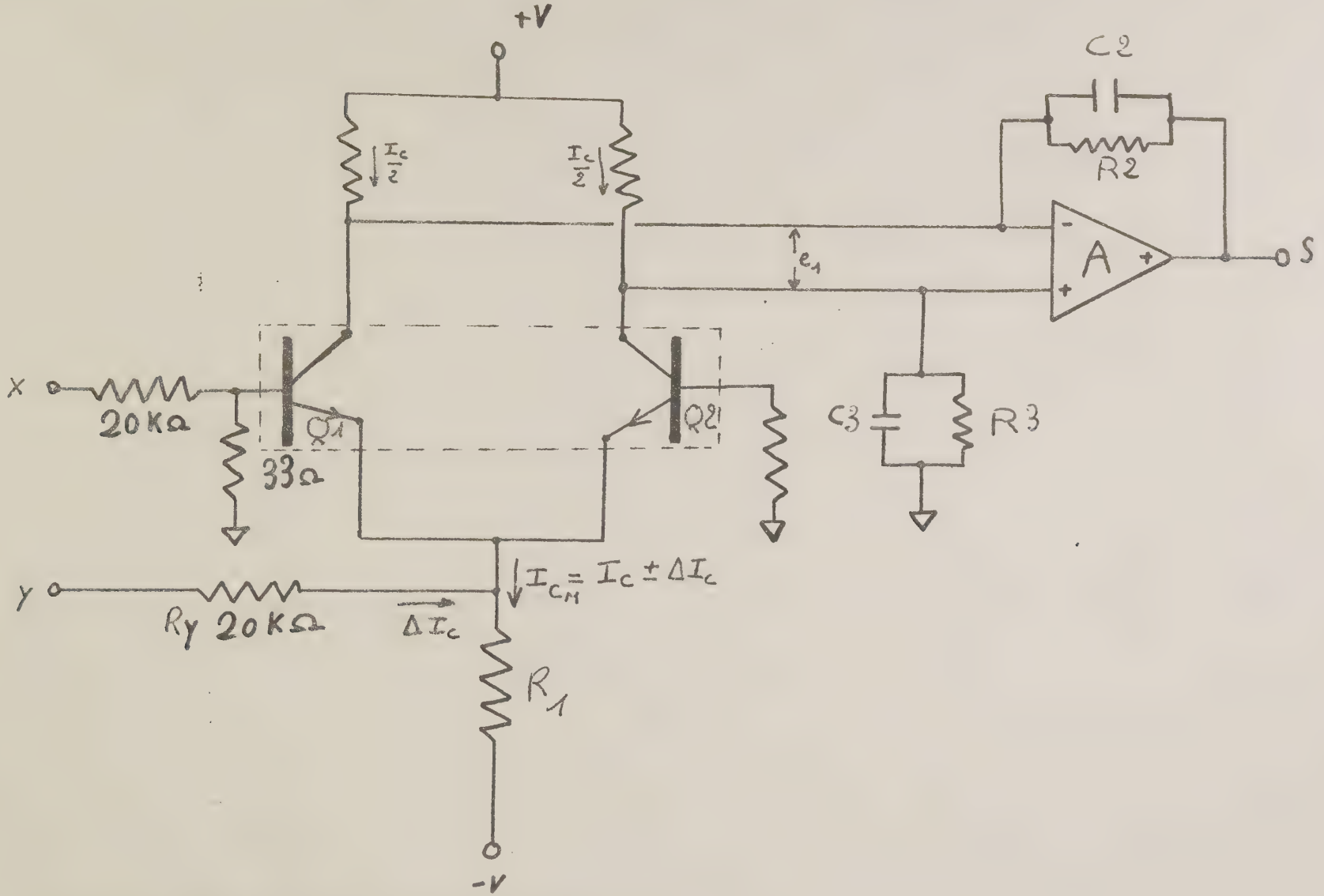
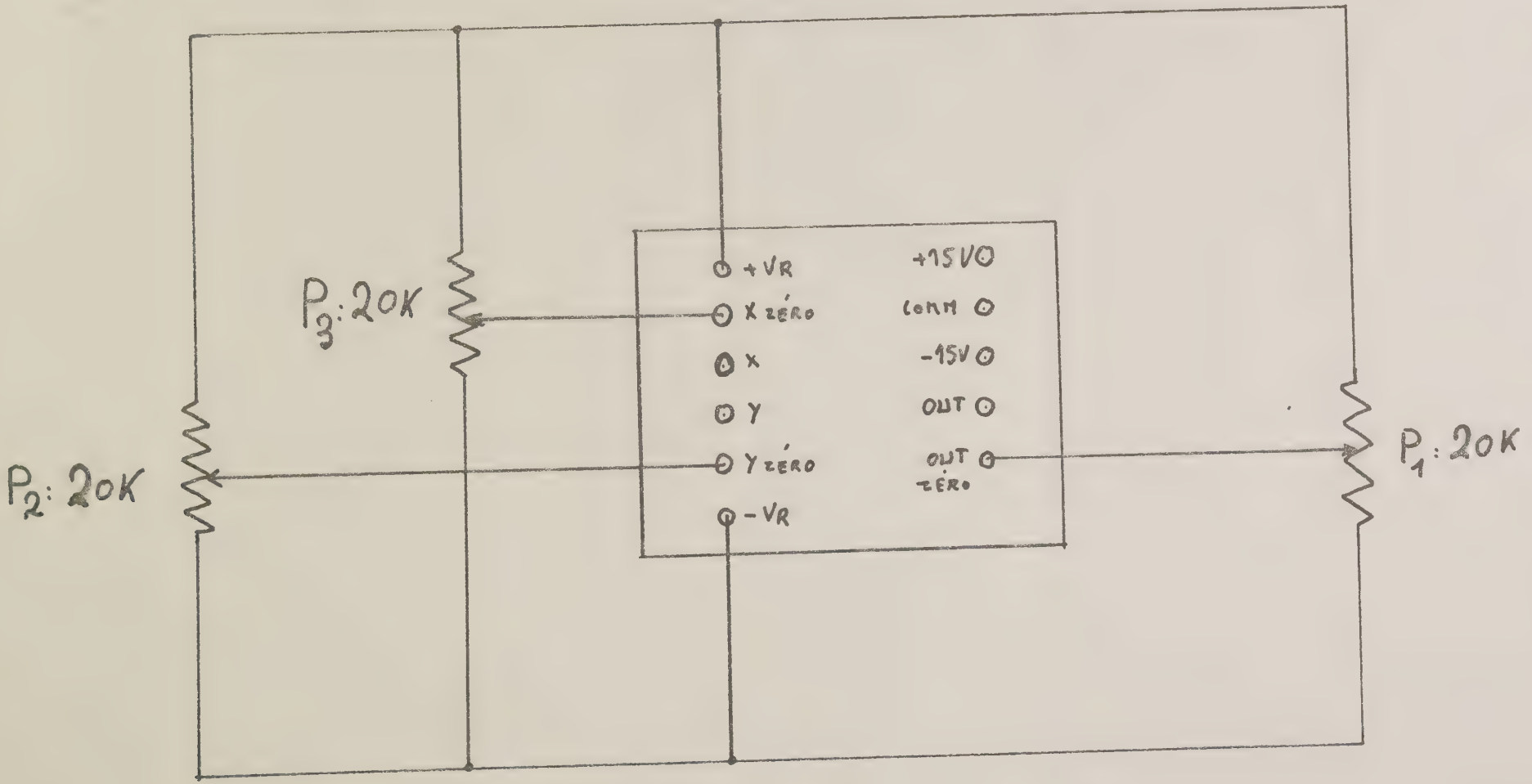


FIGURE 3 MULTIPLICATEUR ANALOGIQUE 420 A

FIG. 4


P3: 20K
P2: 20K
P1: 20K
+VR
X ZÉRO
X
Y
Y ZÉRO
-VR
+15V
COMM
-15V
OUT
OUT ZÉRO

Pour cela nous disposons des 3 potentiomètres P_3 P_2 P_1 qui correspondent respectivement à la réduction de K_2', de K_1' et au reglage de la tension continue de sortie :

- REDUCTION DE K_2' OU ANNULATION DE X .

Portons à la masse (commun) l'entree X et connectons alors l'entrée Y à un générateur réglé sur une basse fréquence (environ 10 Hz) avec une tension de l'ordre de 5 V .

Il suffit alors d'ajuster P_3 pour obtenir un minimum de signal alternatif sur l'oscilloscope connecté en sortie (out) .

- REDUCTION DE K_3 OU ANNULATION DE Y .

Portons de la meme façon, l'entree Y à la masse .
Nous reliions alors le générateur à l'entrée X .Il suffira d'ajuster P_2 de manière à obtenir un minimum de signal alternatif à la sortie.

- ANNULATION DE LA TENSION CONTINUE .

Nous portons les 2 entrées X et Y à la masse de façon à n'avoir aucun signal amplifié . On ajuste alors P_1 en mesurant le signal de sortie.Le réglage sera correct pour une valeur minimale de ce signal (mesure en continu).

2233 PERFORMANCES DU MONTAGE

Indépendemment du réglage des potentiomètres P_2 et P_3 , l'annulation des termes X et Y en sortie est fonction de la fréquence . En effet,pour des hautes fréquences,l'erreur de mauvaise réjection des deux signaux croit de 6 db par octave à cause du couplage capacitif entrées - sortie.
pour desfréquences de l'ordre de quelques dizaines de hertz , les caractéristiques sont telles que:
La tension de sortie alternative eèst plus petite que 0,2 pour cent de X ou de Y pour lesentrées Y et Xcorrespondantes sont à zéro (voir annulation de X et annulation de Y.)
ceci étant mesuré avec une tension d'entrée plus petite ou égale à $\pm$ 5 volts
Cette même tension atteint 0,8 pour cent pour une tension d'entrée $\pm$ 10 volts

En fonction de la fréquence l'erreur est inférieure à 1 pour cent jusqu'à environ 10 Khz . cette précision est à considérer surtout par rapport au système que le multiplieur alimente.

Au point de vue du bruit blanc,le multiplieur 420 A présente des caractéristiques trés bonnes . Si nous portons X à zéro et Y à 5 volts nous aurons en large bande,c'est àdire de 5 hertz à 200 Khertz ,10 mv maximum de bruit . De 5 Hertz à 10 Khertz le bruit descend à 2 mv alors qu'il atteint à peine 1 mv de 5 Hertz à 1Khertz. Ceci est trés important car le bruit peut ètre ,s'il est d'un niveau trop élevé,génant pour la mesure du signal,en fin de chaine.

D'autre part, la fréquence de coupure haute, pour des petits signaux est de 250 Khertz à - 3 db avec un déphasage absolu de 1 pour cent.

Cette fréquence se trouve à 50 Khertz pour des signaux de ± 5 volts et à 25 Khertz pour ± 10 volts.

De plus,l'impédance de sortie est de 3 ohms et l'impédance d'entrée est de 20 Koms ± 3°/o pour l'entrée X et 20 Kohms ± 10°/o sur l'entrée Y.

Ces dernières caractéristiques permettront d'adapter le multiplieur à ses circuits afférents.

224 L'AMPLIFICATEUR 6823 A HEWLETT PACKARD.

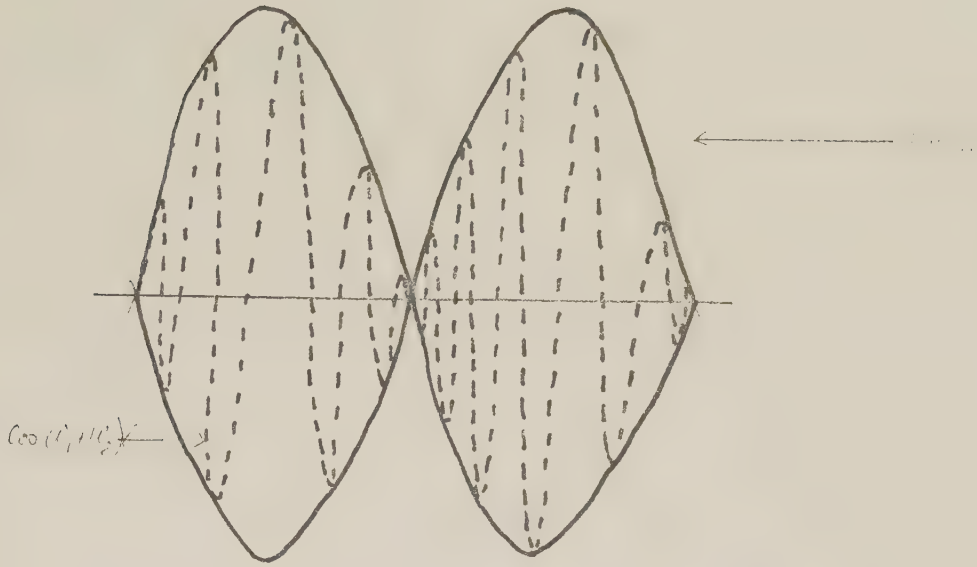
Cet appareil permet d'amplifier des signaux basse fréquence.Sa bande passante s'étend depuis le continu jusqua 20 Khertz à ± 3db . Cette mesure étant faite à puissance maximale ,la tension de sortie maximale est de 40 volts crête avec un courant de 0,5 ampères ;soit une puissance crête de 20 watt. La tension d'entrée est alors de 4 volts soit un gain de 20 db. D'autre part il y a inversion de phase entre l'entrée et la sortie.

L'impédance d'entrée de l'amplificateur est de 2 Kohms et l'impédance de sortie est de 3 ohms dans la gamme de 1 à 20 Khertz .

Une caractéristique importante ,pour notre chaine de mesure ,est le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie .Pour un signal continu le déphasage est de 180 ° alors qu'à 100 Hertz 'il est de 181 ° . Cependant, le déphasage maximum passe à 205 ° pour 10 KHertz et à 225 ° pour 20 Khertz.

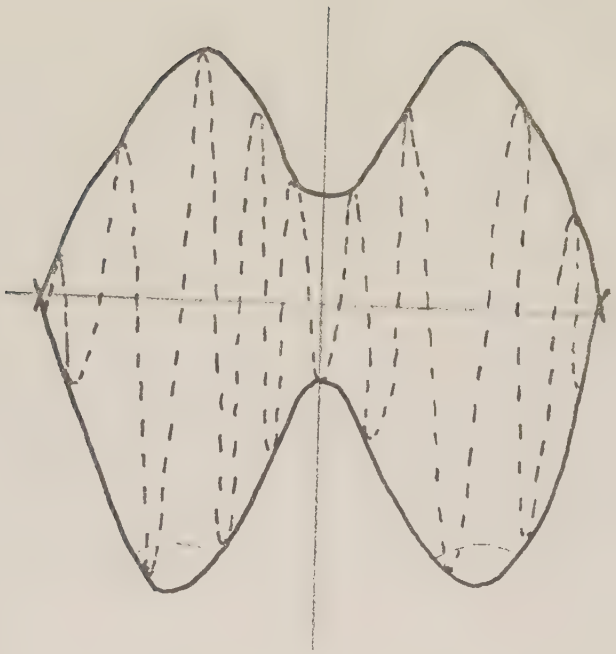
Ce déphasage devra ètre compensé par un système auxiliaire qui sera le montage déphaseur ,en méme temps ,étant donné les caractéristiques du signal amplifié ,il faut que pour une largeur de bande relativement étroite ,le déphasage soit constant,ainsi si nous amplifions en meme temps 2 signaux à des fréquences telles que F_1 ET F_2 ,il faut que le déphasage soit le même de F_1 à F_2 . DE plus il conviendra de préter une grande attention au réglage de la tension continue de sortie ;elle doit ètre strictement nulle ;faute de quoi,on verra apparaître une dissymétrie génante sur les signaux de sortie.(voir fig. 5 et6)

FIGURE 5 MULTIPLICATION PARFAITE



$$A_1 \sin (\omega_1 T) \cdot B_1 \sin (\omega_2 T)$$

FIGURE 6 MULTIPLICATION IMPARFAITE IL Y A UNE ENTREE SATUREE



225 L'AMPLIFICATEUR DE CELLULE.

Le fonctionnement de cet appareil a été donné dans le DES de MAGUIN; toutefois nous pouvons dire que l'appareil peut se diviser en deux parties:

1° L'AMPLIFICATEUR à HAUTE IMPEDANCE.

2° L'AMPLIFICATEUR DE REJECTION DE MODE COMMUN.

Ces deux parties sont reliées suivant le schéma de la figure 7A.

2251 L'amplificateur à haute impédance est destiné à l'adapter à l'impédance de la cellule (200 Kohms)
Sur la figure 7B ,nous voyons cet amplicateur . Le gain de cet amplificateur en différenciel est tel que:

$$V_{s1} - V_{s2} = (V_1 - V_2) \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_0} \right)$$

Le gain en mode commun.est alors:

$$V_{s1} + V_{s2} = (V_1 + V_2) + (V_1 - V_2) \frac{R_1 - R_2}{R_0}$$

Ce gain en mode commun est égal à 1 lorsque $R_1 = R_2$; nous avons alors un montage symétrique, En utilisant des amplificateurs opérationnels à transistors à effet de champ, on atteint une impédance de l'ordre de 10^{11} ohm. Les variations d'impédance sont alors négligeables car l'impédance de source est de l'ordre de 2×10^5 ohm.

2252 L'amplificateur de réjection de mode commun est un amplificateur opérationnel (voir fig. 7.C.) caractérisé par une bonne réjection de mode commun (60 db minimum) donc cette tension sera divisée au moins par mille à la sortie V_s.
Par contre-, la tension différentielle appelée ici V_e sera amplifiée de telle manière que :

$$V_s = V_e \times \frac{R'}{R'_2 + R'} \left(1 + \frac{R}{R'_1} \right)$$

c'est-à-dire que le gain peut être plus faible que l'unité. Ce gain ajustable autour de l'unité permet d'ajuster le gain de la chaine à une valeur entière.

FIG. 7 A

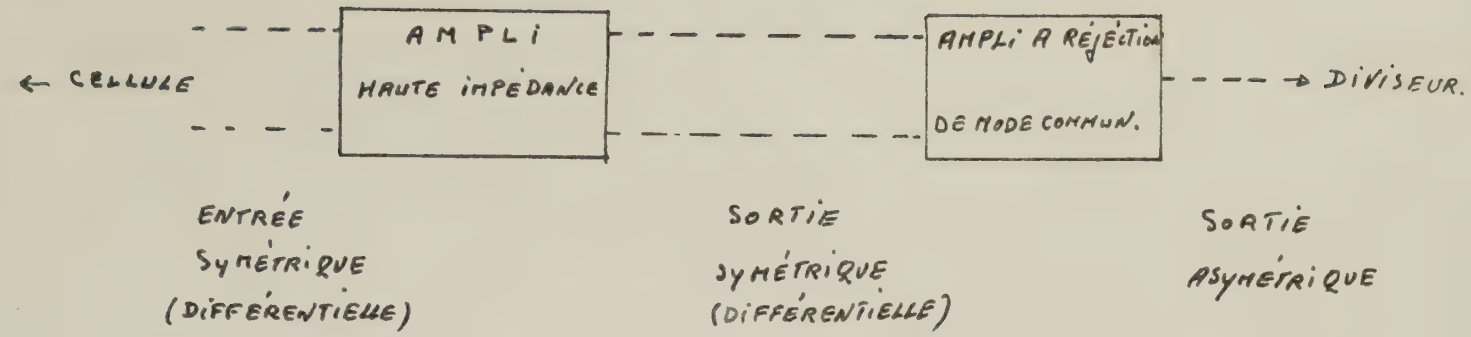


FIG. 7 B

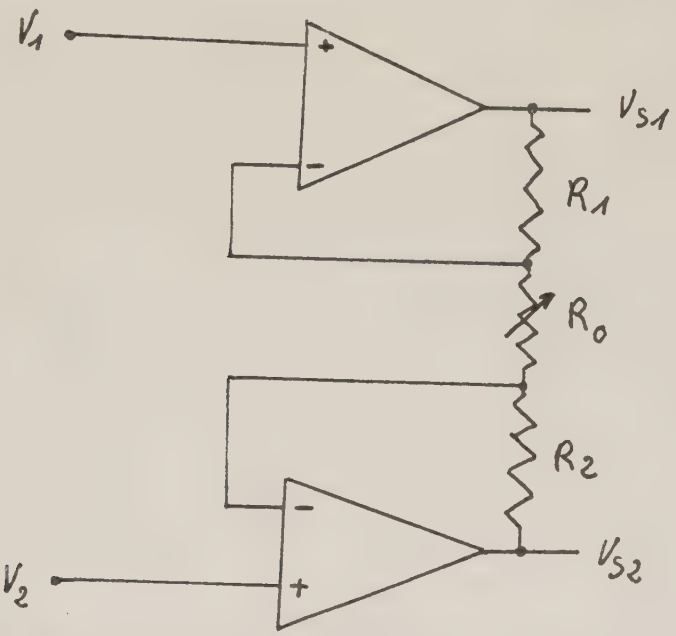
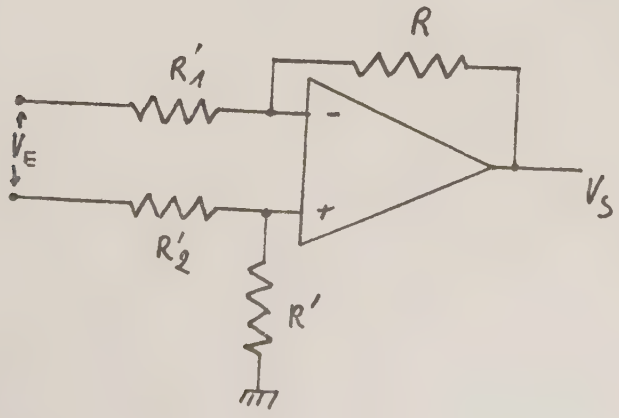


FIG. 7 C



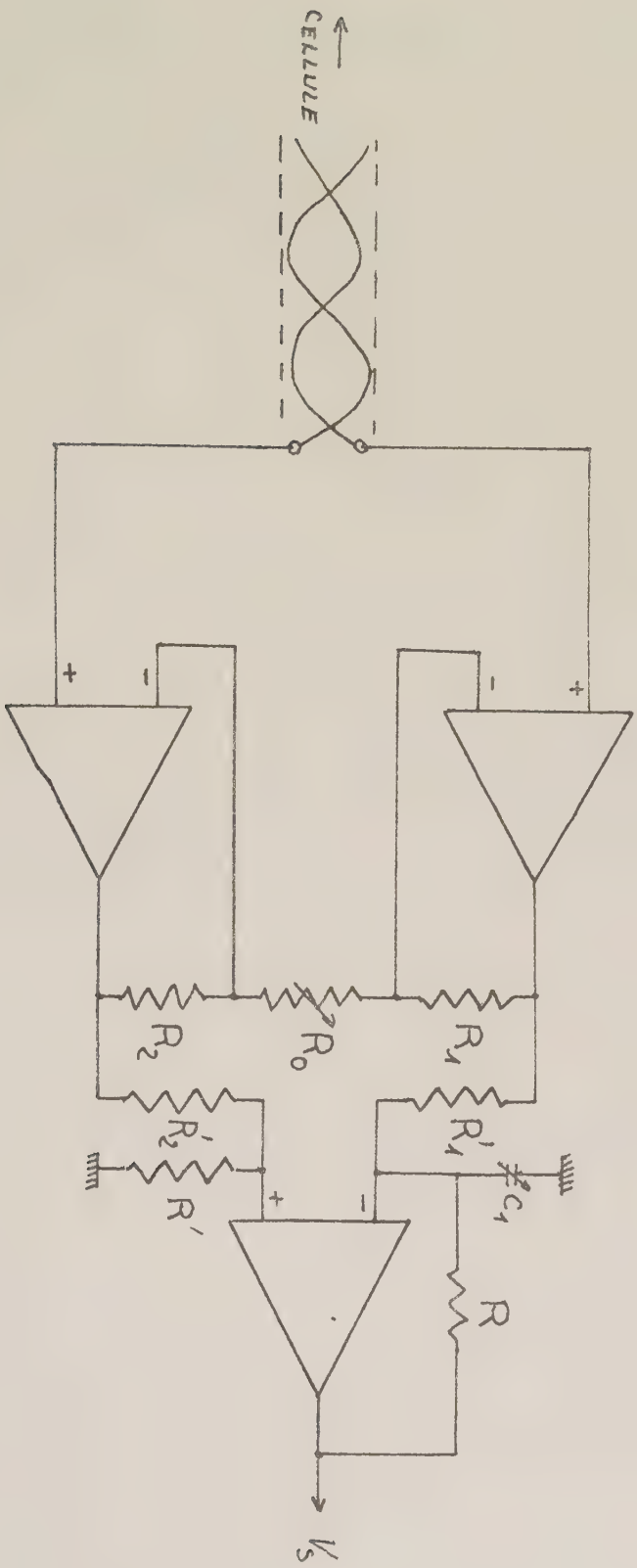
2253 CARACTÉRISTIQUES DE L'ENSEMBLE.

Le système amplificateur complet est représenté sur la figure 8.
Les caractéristiques sont celles des deux montages soit :

- impédance d'entrée : 10^{11} ohms
- impédance de sortie : 2 ou 3 ohms
- tension maximale de mode commun +- 15 volts.
- amplification voisine de l'unité .

Il est à noter que si la fréquence de travail est supérieure à quelques Khertz ,une petite capacité (0,1) pF sera nécessaire pour équilibrer les deux entrées de l'amplificateur de sortie et,ainsi ,obtenir une meilleure réponse en fréquence et une bonne réjection de mode commun (condensateur C_1)

FIG. 8



226 LE MODULATEUR DEMODULATEUR MC 1596 G

2261 PRINCIPE (voir fig. 9)

Si nous considérons l'ensemble Q_1 Q_2 nous appèlerons paire inférieure l'amplificateur différentiel constitué par ces deux transistors .
Le montage Q_3 Q_4 Q_5 Q_6 sera appelé paire suppérieure.
Dans ce montage ,les transistors Q_1 et Q_2 sont polarisés par les 2 transistors Q_{g1} et Q_{g2} qui sont des générateurs de courant ; chacun fournissant I_a et I_b respectivement aux transistors Q_1 et Q_2 . La tension appliquée à l'entrée " BIAS " permet d'ajuster le courant à une valeur de quelques mA . La diode D1 protège Q_{g1} et Q_{g2} contre la présence d'une tension de base trop élevée .
Dans chaque paire différentielle ,la relation liant les courants collecteurs aux tensions base emetteur est donnée par:

$$I_c = I_s \left(e^{\frac{QVbe}{KT}} - 1\right)$$

ou
- I_s est le courant de saturation en température du transistor
- Q est la charge de l'électron
- K est la constante de boltzman
- T est la température absolue de la jonction.

On pose :

$$m' = \frac{Q}{KT}$$

Nous utiliserons cette équivalence en l'appliquant à la paire inférieure:

$$I_a = I_s \left(e^{m'Va} - 1\right)$$

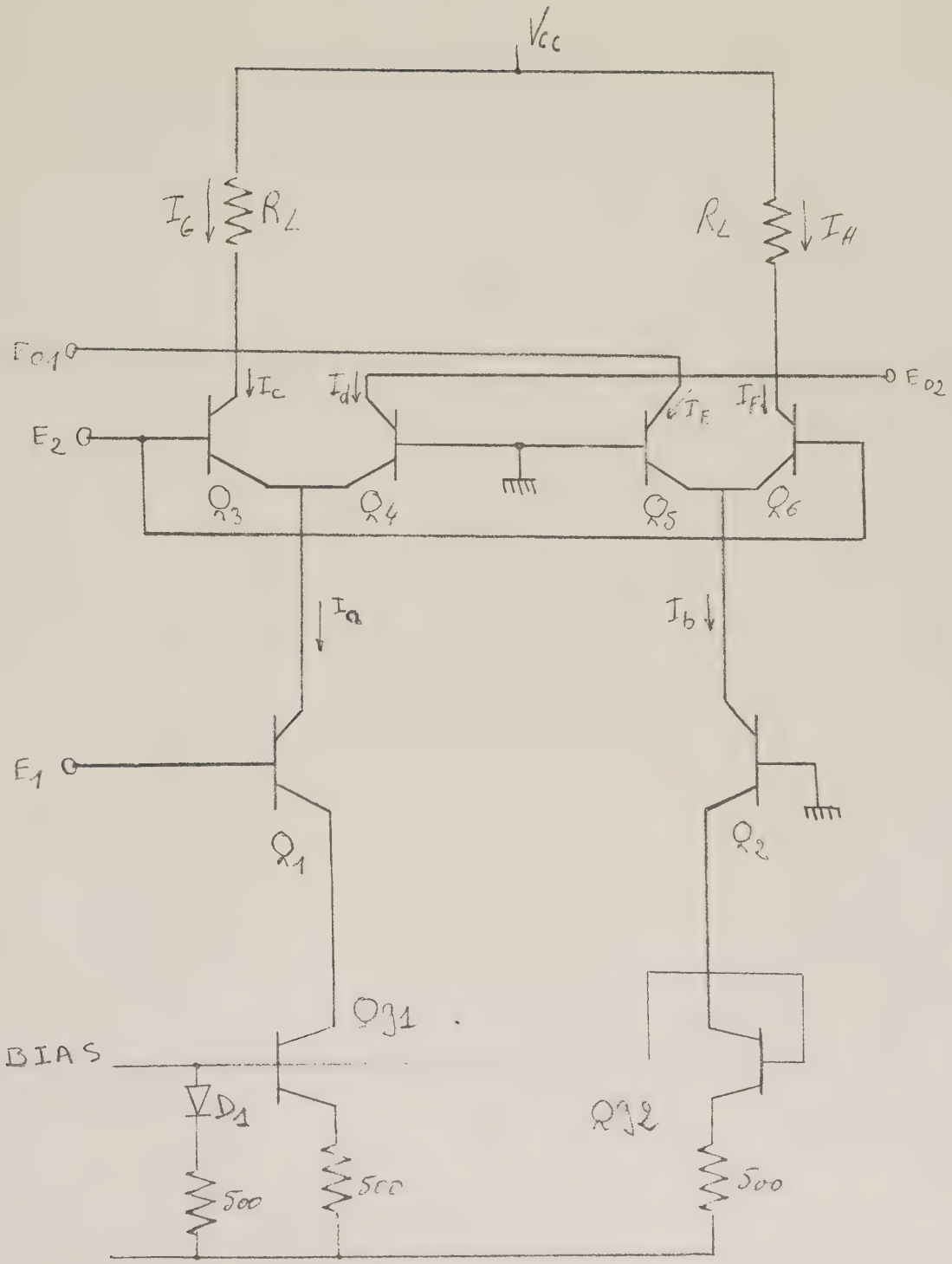
$$I_b = I_s \left(e^{m'vb} - 1\right)$$

ou V_a et V_b sont les tensions base émetteur de Q_1 et Q_2
Les courants collecteur I_a et I_b étant de l'ordre de quelques mA et I_s étant au moins 100 fois plus petit,on peut négliger le terme - 1 . D'autre part,la base de Q_2 sera à la masse au point de vue alternatif,donc on peut écrire $V_a = E_1 + V_b$

et on a :

$$I_a = I_s e^{m'(E_1 + V_b)}$$

FIGURE 9


Vcc
IG
RL
RL
IH
Eo1
Eo2
E2
Ic
Id
IE
IF
Q3
Q4
Q5
Q6
Ia
Ib
E1
Q1
Q2
Q31
BIAS
D1
500
500
Q32
500

$$I_b = I_s \; e^{(m'V_b)}$$

on divise I_a par I_b :

$$\frac{I_a}{I_b} = e^{m'(E_1 + V_b)} \times e^{-m'V_b} = e^{m'E_1}$$

et comme la source des 2 courants est égale à I soit $I_a + I_b = I$

$$I_a = I \frac{e^{m'E_1}}{1 + e^{m'E_1}} \qquad \text{et} \qquad I_b = I \frac{1}{1 + e^{m'E_1}}$$

On applique le meme raisonnement à la paire supérieure Q_3 et Q_4

$\frac{I_c}{I_d} = e^{m'E_2}$ donc

$$I_C = I_a \frac{e^{m'E_2}}{1 + e^{m'E2}} \qquad \text{et} \qquad I_d = I_a \frac{1}{1 + e^{m'E_2}}$$

De meme pour la paire supérieure Q_5 Q_6 :

$\frac{I_F}{I_E} = e^{m'E_2}$ permet d'ecrire :

$$I_F = I_b \frac{e^{m'E_2}}{1 + e^{m'E_2}} \qquad I_E = I_b \frac{1}{1 + e^{m'E_2}}$$

Les collecteurs de Q_5 et Q_3 étant réunis ainsi que ceux de Q_4 et Q_6 , dans les résistances de charge R_{L1} et R_{L2} le courant I_g dans R_{L1} sera tel que:

$I_g = I_c + I_E$ de meme : $I_H = I_d + I_F$

La tension sera telle que :

$E_{01} = R_L I_g$ et $E_{02} = R_L I_H$

On remonte de I_g à I_b et I_a en passant par I_c et I_E et on transforme I_H en fonction(I_a et I_b) en passant par I_d et I_F et, ensuite ,on exprime ces tensions en fonctionde E_1 et E_2 .

$$E_{01} = R_L I \frac{1 + (e^{m'E_1} \cdot e^{m'E_2})}{(e^{m'E_1} + 1)(e^{m'E_2} + 1)}$$

$$E_{02} = R_L I \frac{e^{m'E_1} + e^{m'E_2}}{e^{m'E_1} + 1)(e^{m'E_2} + 1)}$$

$$E_0 = R_L I \frac{(e^{mE_1} - 1)(e^{mE_2} - 1)}{(e^{mE_1} + 1)(e^{mE_2} + 1)} = E_{01} - E_{02}$$

La transformation en tangeante hyperbolique donne:

$$E_0 = R_L I . Th \frac{m E_1}{2} . Th \frac{m E_2}{2}$$

Pour des petits signaux on peut assimiler Th x à x

$$E_0 = \frac{R_L \quad I . m^2}{4} . E_1 . E_2$$

Le terme $\frac{R_L . I . m^2}{4}$ peut être considéré comme une constante

$$E_0 = K . E_1 . E_2$$

Le système effectue donc bien la multiplication, à une constante multiplicative près, des deux signaux d'entrée E_1 et E_2.

2262 APPLICATION AU DETECTEUR DE PRODUIT OU DIVISEUR.

Si nous appliquons aux entrées E_1 ET E_2 deux signaux tels que :

$e_1 = A \sin (\omega + \omega') T$

$e_2 = B \sin (\omega T)$

On obtient en sortie :

$$e_0 = K.A.B.\sin (\omega T) . \sin (\omega + \omega' T)$$

Ce qui se transforme en :

$$e_0 = -\frac{1}{2} . K . A . B . \cos (2\omega + \omega')T - \cos (\omega' T)$$

La composante haute fréquence $(2\omega + \omega')T$ devra être e liminée par un filtre de sortie approprié composé de C_{1F} R_F C_{2F} de façon à ne retrouver que des termes en $\omega'T$. Cette opération correspond à une division par le terme en ωT.

Le signal $e_2 = B \sin \omega T$ est dit porteur ; de son élimination plus ou moins efficace, dépend le bon fonctionnement de la fin de la chaîne car ce signal est alors un signal parasite.

Pour une tension de porteur de 60 mV rms sinusoidal et à 10 Khertz la tension, à la sortie est de 40 microvolts et de 140 microvolts à 10 Mhertz. Une tension de porteuse de 300 mv crête à crête rectangulaire,permet d'obtenir une tension de sortie variable de 40 à 200 microvolts. Ceci est mesuré sans aucun signal utile. La réjection de porteur est, par contre, mesurée en présence d'un signal de sortie de 300 mV (rms) à 10 KHz ; elle est de 65 db pour une fréquence de porteur de 500 KHz et de 50 db pour 10 MHz. L'amplitude du porteur est alors de 60 mV (rms) sinusoïdal. Nous constatons que la réception est d'autant meilleure que la fréquence du porteur est basse.

Le gain du montage, en basse fréquence, est défini de la manière suivante:

Nous pouvons tout d'abord exprimer le signal maximum admissible à l'entrée pour un fonctionnement linéaire.

$$Vm \text{ crête} = I_1 . R_E$$

où R_E est la résistance entre les deux émetteurs des sources à courant constant.

On peut donc écrire : $V_y \text{ crête} = I_1 . R_E$

Le gain en Tension par rapport à l'entrée du signal modulé est donné par :

$$A_V = \frac{R_L}{R_E} f(m)$$

où $$f(m) = \frac{e^{-m} - e^{m}}{(1+e^{m})(1+e^{-m})} \quad \text{et} \quad m = \frac{\frac{Vx}{KT}}{Q}$$

On peut donner une valeur approchée de f (m) dans les deux cas généraux de Haut et de bas niveau du porteur. Le haut niveau est tel que V_x plus grand que 100 mV crête.

On a alors f (m) = 1.

ensuite on obtient : $A_V \# \frac{R_L}{R_E}$

le bas niveau est tel que : V_x plus petit que 50 mV crête et nous obtenons alors : $f(m) \# \frac{-m}{2}$

donc on peut en déduire : $|A_V| = \frac{R_{Lm}}{2R_e}$

Les expressions précédentes sont valables lorsque R_E beaucoup plus grand que r_e.

Si r_e est la résistance dynamique d'émetteur des transistors Q_5 et Q_6.

Lorsque $I_1 = 10^{-3}A$ r_e a pour valeur 26 ohms.

Une valeur de 1Kohm pour R_E sera donc correcte.

Dans ces conditions, si on travaille à haut niveau ; c'est à dire avec un signal porteur plus grand que 100 mV crête, le gain est tel que :

$$A_V = \frac{3,9\ K}{1_K} = 3,9$$

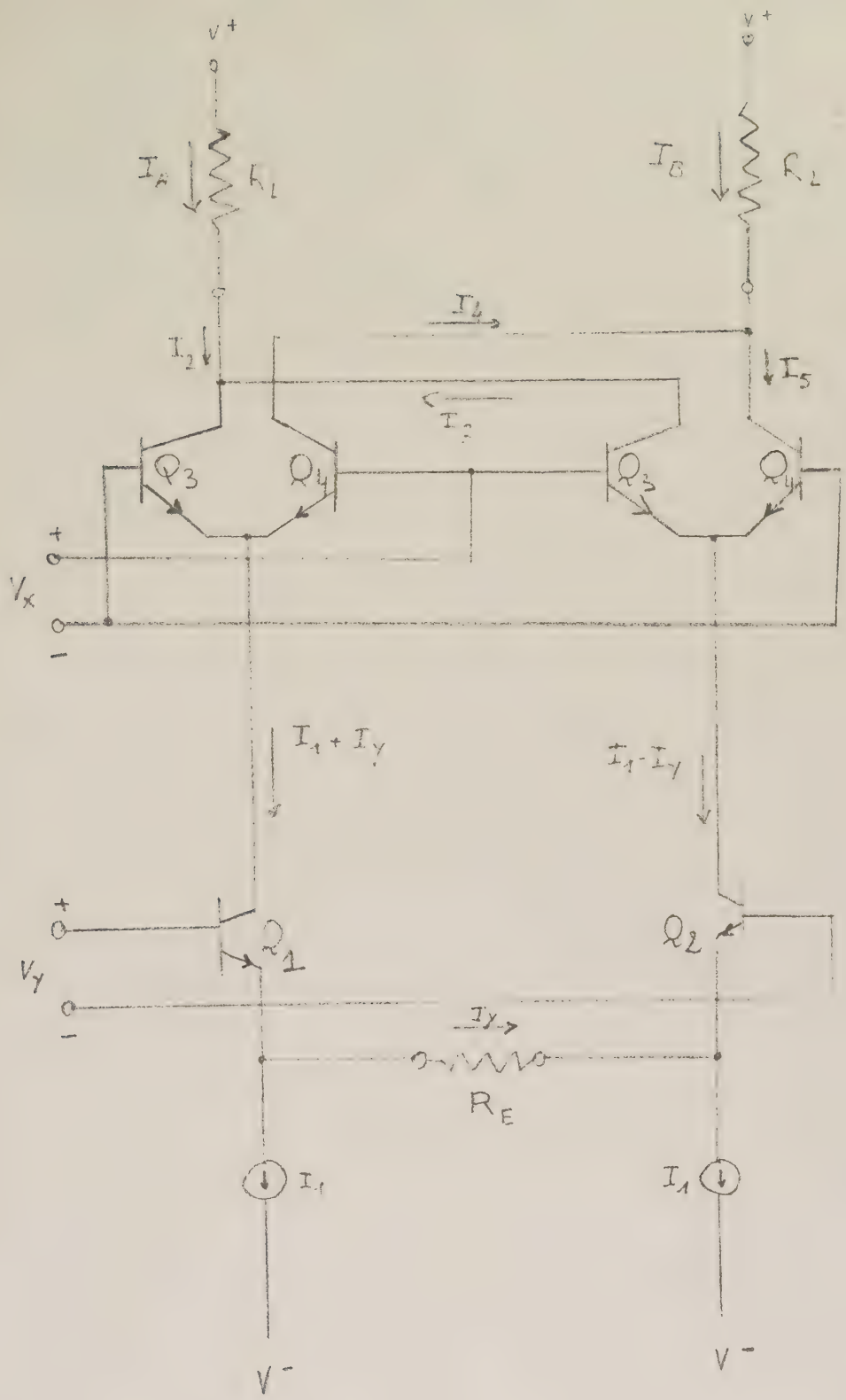
Ce gain en tension sur la fréquence utile est,de plus, fonction de la valeur du signal à démoduler.

En effet, le gain $A_V = 3,9$ est vrai jusqu'à une valeur de V_x inférieure à 2,6 mV ; le démodulateur fonctionne linéairement depuis quelques dixième de microvolts jusqu'à 2,6 mV, mais il peut-être utilisé au delà sans une modification de gain.

On sait que si R_E est beaucoup plus grand que r_e :

$$I_Y = \frac{V_Y}{R_E}$$

FIGURE 10


V+
V+
I_A
R_L
I_B
R_L
I_4
I_2
I_5
I_3
Q_3
Q_4
Q_3
Q_4
+
V_X
−
$I_1 + I_Y$
$I_1 - I_Y$
+
Q_1
Q_2
V_Y
−
I_Y
R_E
I_1
I_1
V−
V−

$$I_2 = \frac{I_1 + I_Y}{1 + e^{\frac{Vx}{a}}} \qquad I_3 = \frac{I_1 + I_Y}{1 + e^{\frac{-Vx}{a}}}$$

$$I_4 = \frac{I_1 - I_Y}{1 + e^{\frac{-Vx}{a}}} \qquad I_5 = \frac{I_1 - I_Y}{1 + e^{\frac{Vx}{a}}}$$

Dans lesquels $a = \frac{KT}{Q}$

$$I_A = I_2 + I_4 = \frac{I_1 + I_Y}{1 + e^{m}} + \frac{I_1 - I_Y}{1 + e^{-m}}$$

$$I_B = I_3 + I_5 = \frac{I_1 + I_Y}{1 + e^{-m}} + \frac{I_1 - I_Y}{1 + e^{m}}$$

Or $m = \frac{Vx}{a}$

$$I_A - I_B = (I_1 + I_Y)\left(\frac{1}{1+e^{m}} - \frac{1}{1+e^{-m}}\right) + (I_1 - I_Y)\left(\frac{1}{1+e^{-m}} - \frac{1}{1+e^{m}}\right)$$

C'est à dire :

$$(I_1 + I_Y)\left[\frac{1 + e^{-m} - 1 - e^{m}}{(1 + e^{m})(1 + e^{-m})}\right] \quad (I_1 - I_Y)\left[\frac{1 + e^{m} - 1 - e^{-m}}{(1 + e^{-m})(1 + e^{m})}\right]$$

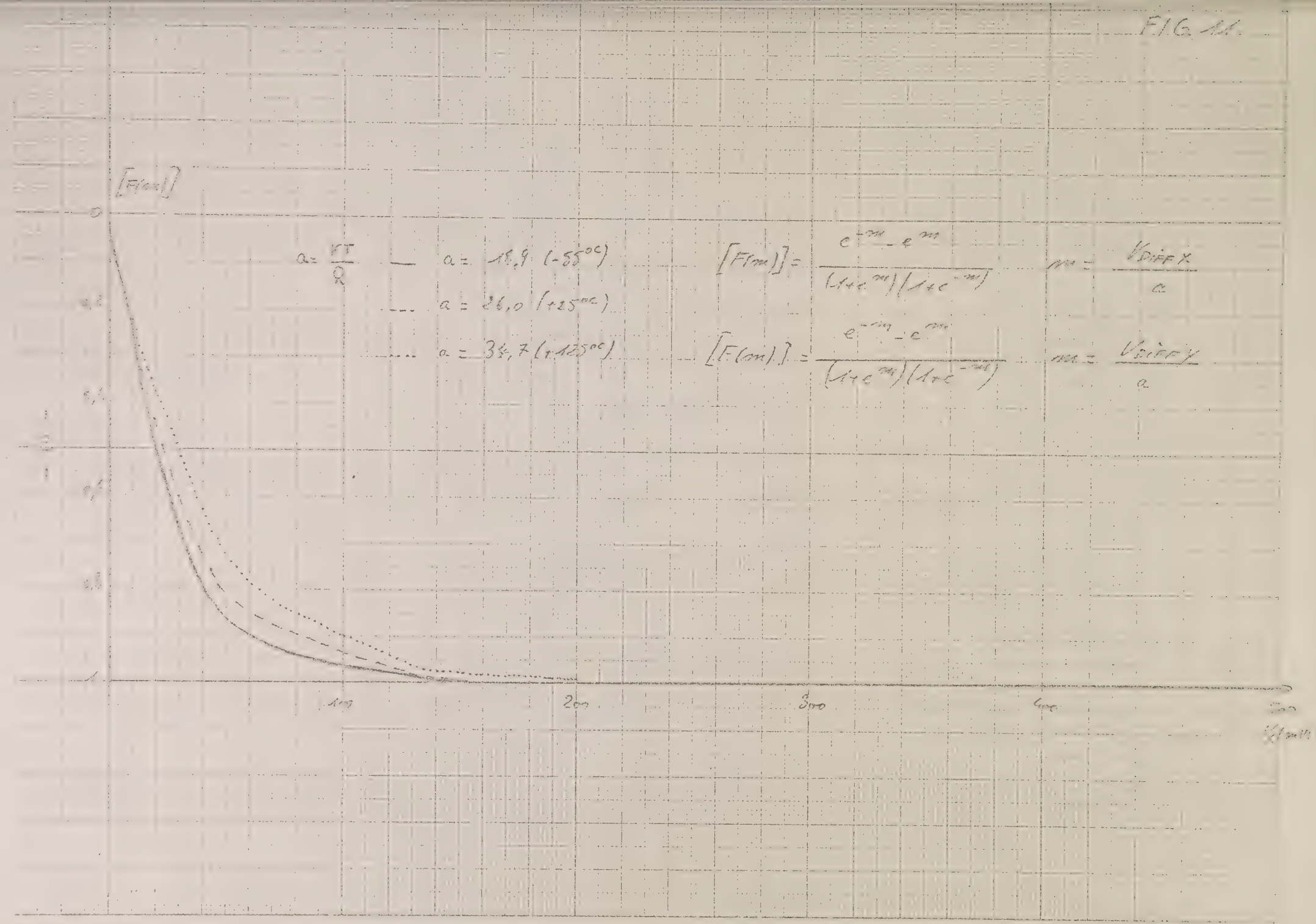
On regroupe les deux termes:

$$\frac{(I_1 + I_Y)(e^{-m} - e^{m}) + (I_1 - I_Y)(e^{m} - e^{-m})}{(1 + e^{m})(1 + e^{-m})}$$

D'ou l'on tire:

$$\frac{I_1 e^{-m} - I_1 e^{m} + I_Y e^{-m} - I_Y e^{m} + I_1 e^{m} - I_1 e^{-m} - I_Y e^{m} - I_Y e^{-m}}{(1 + e^{m})(1 + e^{-m})}$$

FIG. 11.



IMPRIM. FRANCE

L'expression se transforme en :

$$\frac{2I_Y\,(e^{-m} - e^{m})}{(1 + e^{m})\,(1 + e^{-m})}$$

Considérons les termes :

$$\Delta V_O = (I_A - I_B)\,R_L$$

Soit

$$\frac{2\,I_Y\,R_L\,(e^{-m} - e^{m})}{(1 + e^{m})\,(1 + e^{-m})}$$

Toutefois nous savons que $I_Y = \frac{V_{IN}}{R_E}$

Donc $$\frac{\Delta V_O}{V_{IN}} = \frac{2\,R_L}{R_E}\left[\frac{e^{-m} - e^{m}}{(1+ e^{m})\,(1 + e^{-m})}\right]$$

Comme nous savons que : $m = \frac{V_X}{\frac{KT}{Q}}$

On voit donc que le gain en tension est une fonction du niveau des signaux appliqués aux 4 transistors du haut (voir figure 10)

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = A_V = \frac{2R_L}{R_E}(f(m)) \text{ et } V_O = \frac{2\,R_L\,V_Y}{R_E}\,f(m)$$

On étudie sur la figure 11 les variations de f(m) en fonction de V_X. Nous y voyons que le circuit est linéaire pour les valeurs de V_X pour lesquelles f(m) est une fonction linéaire de V_X. La gamme convenable se situe donc entre 0 et 50 mV .

On sait que $a = \frac{KT}{Q}$ donc si l'on calcule le résultat pour un petit signal, V_X on obtient :

V_X a donc $e^{m} \leq 0{,}1$ et $e^{m} \# 1 + m$ $e^{-m} \# 1 - m$

L'expression se transforme en :

$$f(m) = \left[\frac{(1 - m) - (1 + m)}{(2 + m)\,(2 - m)}\right] = \frac{-2m}{4 - m^2}$$

On peut encore mettre sous la forme:

$$\frac{}{4 - m^2} \neq -\frac{m}{2}$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_y} = \frac{2 R_L}{R_E} \times \frac{-m}{2} = -\frac{R_L m}{R_E}$$

On peut également écrire :

$$V_o = \frac{-R_L V_Y}{R_E} - \frac{-R_L V_Y V_X}{R_L a}$$

Cette équation montre que si a = 26 (à une température de $^{+}25°$),

Le circuit est linéaire lorsque $V_X \leq 26$ mV ($V_X \ll a$) Cependant, comme nous l'avons Vu sur la figure 11, si $V_X \leq 50$mV, le fonctionnement du module est linéaire.

Nous allons alors étudier le cas où V_X est un haut signal.

soit $V_X \gg a$

nous obtenons :

$$e^m \gg 1 \qquad e^{-m} \ll 1$$

$$A_V = \frac{2RL}{R_E} \left[\frac{-e^m}{e^m}\right] \approx \frac{-2RL}{R_E}$$

et $V_o = \frac{-2R_L V_Y}{R_L}$

Nous voyons que le niveau de sortie est indépendant du niveau de V_Y. On préfère donc cette solution. Il faudra donc V_X plus grand que 50 mV.

Dans ce cas, le gain du montage démodulateur sera égal

$$A_V = \frac{-2RL}{R_E} = 1 K$$

Dans ce cas ,la sensibilité du système de réjection est telle que lorsque nous travaillons à 5 Hertz avec un rapport signal plus bruit sur bruit de 70 db,on obtient 3 microvolts et un rapport de 20 db nous donne une tension de 9 microvolts . Ainsi, on pourra mesurer,sans considérer d'autre appareil, un signal de 3 microvolt.

L'utilisation du détecteur synchrone permettra de reculer encore cette limite.

2eme MODIFICATIONS DU MONTAGE DE BASE.

Afin d'améliorer les caractéristiques du montage,nous avons fait suivre le circuit par un amplificateur opérationnel qui nous permet de réjecter davantage la tension de mode commun présente sur les sorties du démodulateur ou diviseur

Le gain en mode différenciel de cet amplificateur est de 7/4 . Ainsi ,l'ensemble du montage diviseur a un gain de:

$$7/4 \times 7{,}8 = 13{,}65$$

Dans ce cas,le filtre passe bas de sortie sera connecté à la sortie de l'amplificateur de façon à eliminer la composante de haute fréquence du signal à mesurer.

227) [illegible]

Le signal à mesurer est de la forme :

$$E_0 = e_0 \sin (\omega_0 T + \varphi)$$

Il est dephasé de φ par rapport à la tension de référence.

$$E_{R0} = e_0 \sin \omega_0 T$$

A la sortie du système, une tension continue est reçueillie dont la valeur est donnée par la formule:

$$E_S = G . e_0 . \cos \varphi$$

dans laquelle G est le gain de l'amplificateur. Cette opération s'effectue en 3 étapes :
AMPLIFICATION – DETECTION – EXTRACTION DU SIGNAL UTILE –

2271 – AMPLIFICATION

Un signal de la forme $E_0 = e_0 \cos (\omega_0 T + \varphi)$ est injecté à l'entrée d'un amplificateur sélectif de gain

[illegible]

Le filtre de cet amplificateur effectue la limitation de la bande de bruit blanc évitant ainsi toute saturation de la chaine amplifi trice. De plus, il atténue les harmoniques de pulsation $(2n + 1)\omega_0$ ou n est un nombre entier.

2272 – DETECTION

Dans le cas d'un signal pur, ce dernier: E_0 ,issu de l'amplificat ,passe par un commutateur électronique qui effectue le produit:

[illegible]

ou A(T) est la fonction périodique de référence définie par :

$$A(T) = +1 \text{ si } \frac{2Kn}{\omega_0} < T < \frac{(2K + 1) \pi}{\omega_0}$$

$$A(T) = -1 \text{ si } \frac{(2K + 1) \pi}{\omega_0} < T < \frac{(2K + 2) \pi}{\omega_0}$$

La représentation graphique de A(T) est donnée par la fig.
Le produit P_0 est égal à :

$$G . e_0 \cos\varphi \left(1 - \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 T + \ldots\ldots\ldots \right)$$

Dans le cas d'un signal parasite tel que :

$$E_1 = e_1 \sin \omega_1 T$$

de fréquence f_1 telle que $\frac{\omega_1}{2\pi}$ étant appliquée à l'entrée de l'amplificateur, on obtiendra à la sortie :

$$P_1 = \Gamma E_1 \cdot A(T)$$

On pose : $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$ avec : $\omega_0 > \Delta\omega$

Nous obtenons :

$$P_1 = Ge_1 \cdot \cos (\Delta\omega T) \cdot (1 - \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 T \ldots\ldots)$$

L'expression de P_1 est identique à celle de P_0 mais le déphasage φ a été remplacé par $\Delta\omega T$.

Dans le cas d'un signal E_0 entaché du parasite E_1 , on retrouve à la sortie de l'amplificateur le signal:

$$P = P_0 + P_1$$

soit:

$$P = G [e_0 \cos \varphi + e_1 \cos \Delta\omega T (1 - \frac{1}{3} \cos 2\omega T)]$$

La fonction A(T) est assurée par un amplificateur de gain égal à:

$$+ 1 \text{ si } \frac{2K\pi}{\omega_0} < T < \frac{(2K + 1) \pi}{\omega_0}$$

$$- 1 \text{ si } \frac{(2K + 1) \pi}{\omega_0} < T < \frac{(2K + 2) \pi}{\omega_0}$$

Cet amplificateur est représenté schématiquement par la figure 14. Un commutateur K_1 K_2 met à la masse alternativement et en opposition de phase, le point B ou le point C suivant une fréquence :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Lorsque C est à la masse, le signal passe par la voie ABD on a :

$$V_E - V_D = - (V_D - V_E) = - 1 (E_0 + E_1)$$

$$K = \frac{(V_E - V_D)}{(E_0 + E_1)}$$

Le gain varie donc de −1 à +1 à la fréquence f_0 . On a donc :

$$K = A (T) \quad \text{d'ou l'on tire :}$$

$$V_E - V_D = A(T) (E_0 + E_1) = \pi$$

On sait aussi que lorsque B est à la masse, le signal suit la voie ACE on obtient :

$$V_E - V_D = (E_0 + E_1) \cdot + 1$$

2273 - EXTRACTION DU SIGNAL UTILE

CAS D'UN SIGNAL PUR :

Le produit $P_0 = G \cdot e_0 \cdot \cos\varphi \left(1 - \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 T \ldots\ldots \right)$

est acheminé à l'entrée d'un filtre PASSE - BAS de largeur de bande ΔF telle que :

$$\Delta F < F_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Ce filtre délivre en sortie le signal $E_{so} = G \cdot e_0 \cos\varphi$ qui est la détection linéaire du signal :

$$E_0 = e_0 \cdot \cos \omega_0 T + \varphi$$

CAS D'UN SIGNAL PARASITE :

Le signal appliqué à l'entrée du filtre passe bas est le produit

$$P_1 = G\, e_1 \cos \Delta\omega T \left(1 - \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 T \ldots\ldots \right)$$

La décomposition spectrale de P_1 fait apparaitre :

$$\frac{2n\omega_0 \pm \Delta\omega}{2\pi}$$

Le filtre passe bas éliminera donc tout signal parasite si :

$$2n\omega_0 \pm \Delta\omega < 2\pi\Delta F$$

soit encore $\Delta\omega \gg 2n\omega_0 - 2\pi\Delta F$

et si la pulsation ω_1 de ce signal est telle que :

$$(2n-1)\omega_0 + 2\pi\Delta F < \omega_1 < (2n+1)\omega_0 - 2\pi\Delta F$$

correspondant à la fréquence F_1 :

$$(2n-1)F_0 + \Delta F < F_1 < (2n+1)F_0 - \Delta F$$

Un filtre sélectif plaçé dans la chaine d'amplification est prévu pour éliminer les signaux parasites de fréquence voisine de $(2n-1)F_0$ et centrée sur F_0 avec $n > 2$. La largeur de la bande passante de ce filtre est voisine de F_0 . Dans ces conditions on recueille un signal :

$$E_s + E_{so} = G\, e_o \cos\varphi$$

Si ω_1 vérifie la relation précédente, nous avons le signal

$$E_s = G\, e_o \cos\varphi\; G\, e_1 \cos\Delta\omega T$$

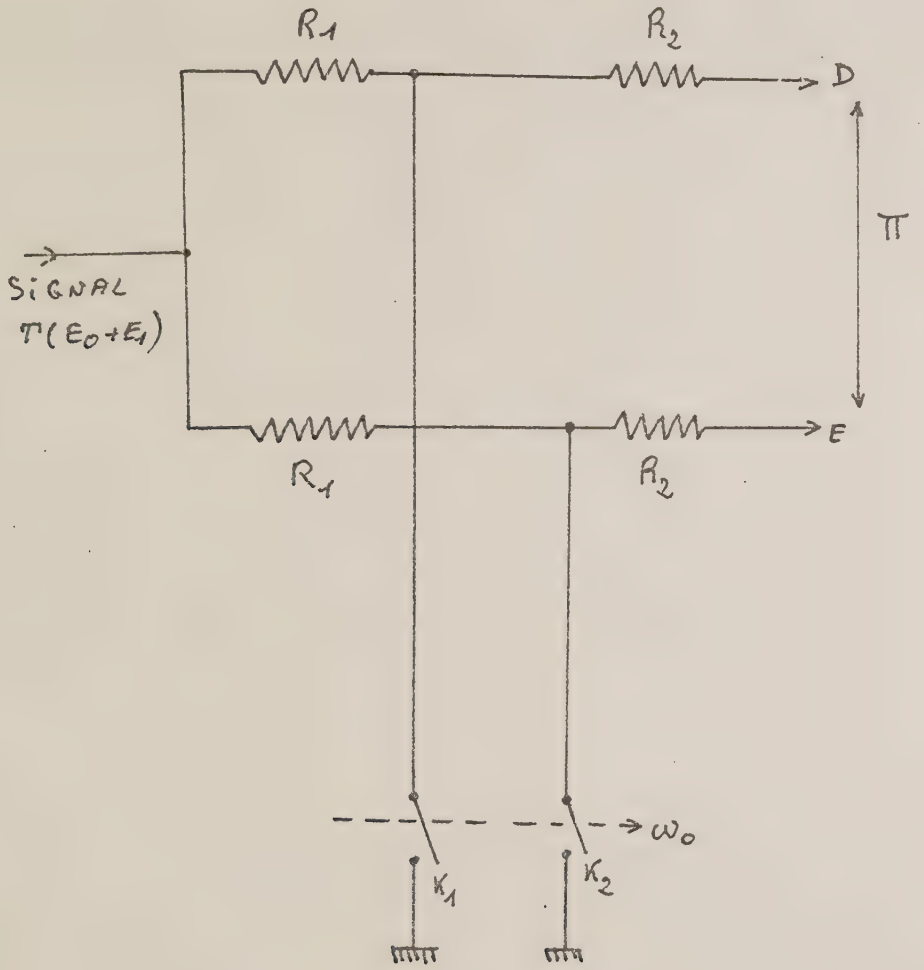
Si ω_1 ne vérifie pas cette relation soit si $F_1 - F_0 < \Delta F$ largeur de bande du filtre de sortie .

Donc lorsque le signal parasite à l'entrée de l'amplificateur est un bruit blanc contenu dans une bande passante ΔF centrée sur F_o , on ne recueille en sortie que le bruit compris dans une bande passante ΔF centrée sur F_o (voir figure I3)

FIGURE 13

PUISSANCE RELATIVE DE BRUIT
entachant le signal d'entrée
à la sortie
2 Δf
F_o
Δ F

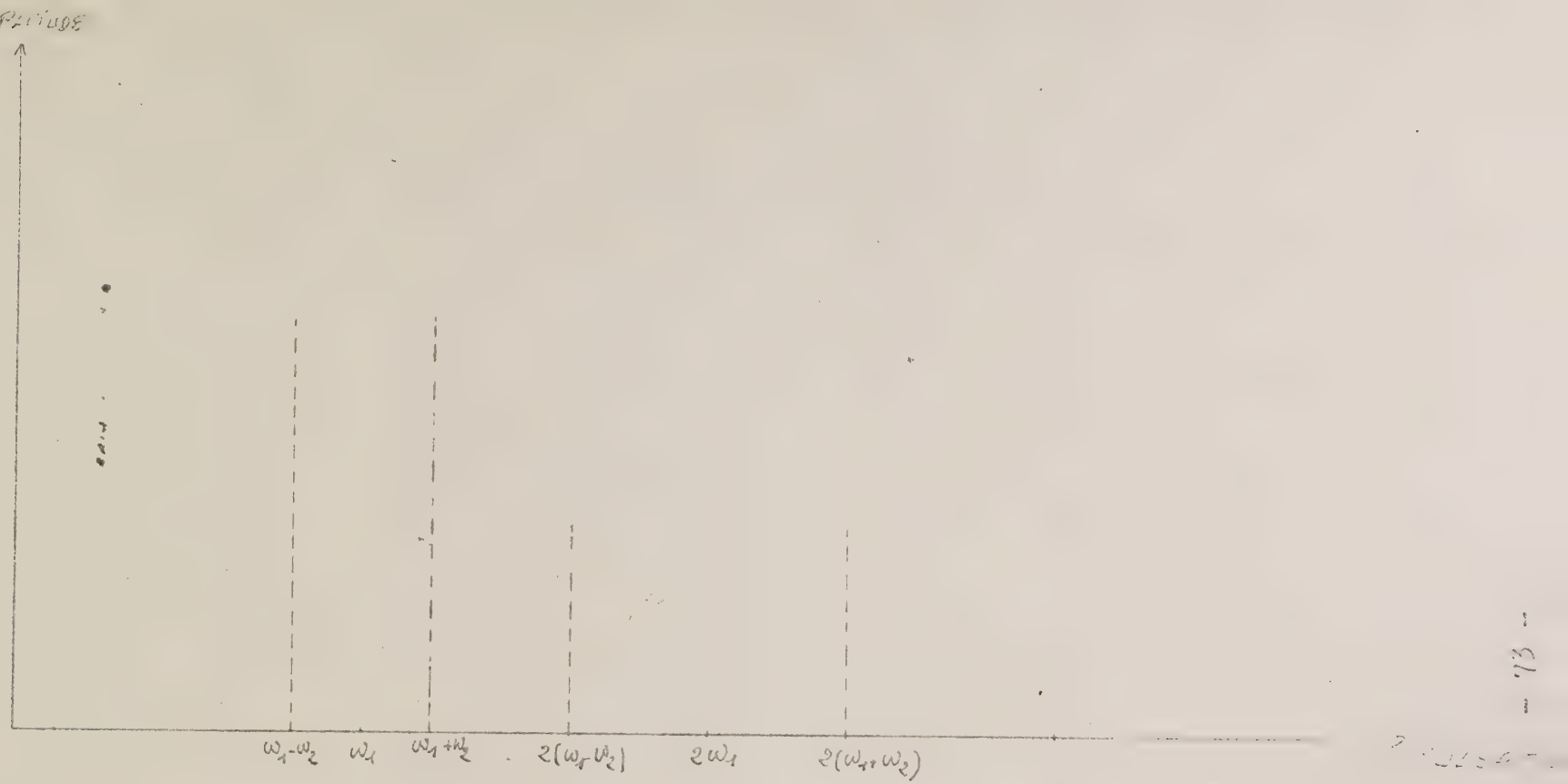
SCHEMA SIMPLIFIE DE L'AMPLIFICATEUR ASSURANT LA FONCTION A(T)



2274) CARACTERISTIQUES DU DETECTEUR SYNCHRONE P.A.R. 124

Comme nous l'avons vu en II B ,cet appareil posséde une sensibilité de 1oo nanovolts pleine échelle . Le filtre d'entrée pouvant être utilisé en passe haut ,passe bas , eliminateur de bande et passe bande c'est ce dernier mode qui sera préféré avec un coefficient de surtension de 1oo .

La mesure étant donnée par l'aiguille d'un millivolmètre continu il va certainement apparaitre des oscillations périodiques de cette aiguille autour des valeurs à enregistrer ; il faudra choisir avec précautions les fréquences des différents générateurs afin de ne pas obtenir de battement dont la fréquence serait de quelques hertz mais ,dans ce cas , agir de telle manière que cette fréquence soit plus élevée et,alors, eliminée par la constante de l'intégrateur de mesure qui précède l'appareil de mesure à aiguille .



REPARTITION SPECTRALE DU PRODUIT DES DEUX PULSATIONS ω_1 ET ω_2

FIGURE 16

ETUDE PRATIQUE.

Nous savons que lorsque l'on effectue la multiplication :

$$A_1 \sin \omega_1 T \qquad \text{par } A_2 \sin \omega_2 T$$

On obtiendra :

$$\frac{A_1 A_2}{2} \left[\cos (\omega_1 - \omega_2) \quad -\cos (\omega_1 + \omega_2) T\right] .$$

C'est à dire que si nous faisons une analyse spectrale nous obtenons une répartition telle que deux segments de même longueur à la pulsation $\omega_1 \omega_2$ et à la pulsation $\omega_1 + W_2$ (Voir FIG.16).

Ces deux segments sont symétriques par rapport à ω, les deux pulsations représentent les fréquences latérales d'une fréquence centrale non transmise. Ceci est donc une propriété générale des multiplieurs analogiques parfaits. Hélas, à la sortie des multiplieurs tels que le 420 A de ANALOG, device , il reste tout d'abord les Pulsations ω_1 et ω_2 rejecté à environ 60db (réjection de porteur mais également des pulsations harmoniques ; $2(\omega_1 - \omega_2)$ et $2(\omega_1 + \omega_2)$.L'attenuation des fréquences correspondantes est cependant, considérable. Nous allons étudier les phases consécutives du système de mesure (FIG.17).

231 AU NIVEAU DU MULTIPLIEUR M_1.

Les générateurs 3300A et 208A de Hewlett Packard fournissent des signaux respectivement de fréquence F_1 et F_2.Le multiplieur nous fournira donc des signaux tels que :

$$F_1 + F_2 \; ; \; F_1 - F_2.$$

$$F_1 \qquad ; F_2$$

$$2(F_1+F_2) \; ; \; 2(F_1-F_2) \; ;$$

232 A LA SORTIE DU TRANSFORMATEUR T2.

L'amplitude des signaux est telle que F_1+F_2 et F_1-F_2 ont une valeur crête à crête de quelques dizaines de volts.

En ce qui concerne F_1, et F_2, l'amplitude est donc de 60d en-dessous, soit quelques dizaines de millivolts. Il en est de même pour le terme $2(F_1+F_2)$; $2(F_1-F_2)$ et nous ne prenons pas en considération le $n(F_1+F_2)$; $n(F_1-F_2)$ lorsque $n \geq 2$ car la réjection croit rapidement avec n.

2 3 3) AU NIVEAU DE LA CELLULE. (sortie).

Nous avons alors une nouvelle multiplication signaux incidents par le signal de fréquence F_3, Caractéristique du champ magnétique ; nous obtiendrons donc :

α) $F_1+F_2+F_3$; $F_1+F_2-F_3$; $F_1-F_2+F_3$: $F_1-F_2-F_3$

β) F_1-F_3 : F_1+F_3 ; F_2-F_3 : F_2+F_3

γ) $2(F_1+F_2)+F_3$; $2(F_1+F_2)-F_3$; $2(F_1-F_2)+F_3$; $2(F_1-F_2)-F_3$

$2(F_1+F_2+F_3)$: $2(F_1+F_2-F_3)$; $2(F_1-F_2+F_3)$; $2(F_1-F_2-F_3)$

ε) F_1+F_2 ; F_1-F_2

θ) F_1 ; F_2 ; F_3

η) $2(F_1+F_2)$; $2(F_1-F_2)$.

De façon à faire une première élimination des termes dont l'amplitude est faible par rapport au signal mesuré on peut considérer les amplitudes relatives des différents signaux. Ces valeurs seront données en rms (Root mean square). Pour les termes en α qui sont représentatifs de la tension du Hall, nous avons une valeur de 0,1 à 1 microvolt. En ce qui concerne β qui contient des fréquences F_1 et F_2 multipliées par F_3 la réjection de porteuse du multiplieur et le non alignement des sondes de Hall est tel que l'on a un signal d'environ 50 microvolts.

Les éléments de γ seront négligeables car étant donné l'attenuation supérieure à 60db soit 1/1000 des harmoniquesde F_1+F_2 dans le multiplicateur, la tension correspondante aux signaux γ sera de l'ordre de 0,1 à 1 nanovolt.

Les fréquences F_1+F_2 et F_1-F_2 ont pour origine, le non alignement des sondes de Hall. La tension mesurée est inférieure dans les tous cas, à 10mV. Ceci correspond à ε .

Dans l'expression θ, les termes F_1 et F_2 sont d'environ 10 microvolts à cause de la réjection de porteuse du multiplieur ,du non alignement des sondes HALL et parceque la tension aux bornes des sondes de courant est de l'ordre de 100 Volts. Le terme en F_3 est par contre, très important ; il correspond à la surface d'induction du champ dans la cellule et sur les cables d'entrée et de sortie . Nous avons un signal de quelques volts.(1 ou 2) quantaux éléments de μ ils sont tout comme ceux de γ ,négligeables.
Nous pouvons donc admettre à la sortie de la cellule,les signaux suivant:

α : $F_1+F_2+F_3$; $F_1+F_2-F_3$; $F_1-F_2+F_3$; $F_1-F_2-F_3$ (0,1 1 microvolts)

β : F_1-F_3 ; F_1+F_3 ; F_2-F_3 ; F_2+F_3 (50 microvolts)

ε : F_1+F_2 ; F_1-F_2 (10 millivolts)

θ : F_1 ; F_2 (10 microvolts) F_3 (1 ou 2 volts)

Il sagira donc de supprimer ou de réduire énergiquement les termes β ; ε ; θ de façon à ce qu'ils soient inférieurs à 0,01 microvolts.La tension de mode commun apparait sur les deux sondes de HALL et sera ajustée de telle maniére qu'elle soit la plus faible possible avec les potentiomètres de zéro sur les transformate
Ainsi ,nous avons le zéro fictif calé entre les deux potentiels des sondes réduisant ainsi la tension de mode commun à une tension minimale égale à la tension de mode différentiel entre les deux sondes, divisée par deux. la tension de mode commun minimale correspondant ,à ce moment , exactement à la précision mécanique d'alignement .

Le signal référence introduit dans le diviseur est constitué par la multiplication des deux fréquences $F_1 + F_3$ et $F_1 - F_3 = F_1 \times F_3$

La multiplication de ces deux signaux avec ceux qui sortent de la cellule ,aprés l'amplificateur opérationnel donnera:

α' :

$F_1+F_2+F_3+F_1+F_3$; $F_1+F_2+F_3-F_1-F_3$; $F_1+F_2+F_3+F_1-F_3$; $F_1+F_2+F_3-F_1+F_3$.

$F_1+F_2-F_3+F_1+F_3$; $F_1+F_2-F_3-F_1-F_3$; $F_1+F_2-F_3+F_1-F_3$; $F_1+F_2-F_3-F_1+F_3$

$F_1-F_2+F_3+F_1+F_3$; $F_1-F_2+F_3-F_1-F_3$; $F_1-F_2+F_3+F_1-F_3$; $F_1-F_2+F_3-F_1+F_3$

$F_1-F_2-F_3+F_1+F_3$; $F_1-F_2-F_3-F_1-F_3$; $F_1-F_2-F_3+F_1-F_3$; $F_1-F_2-F_3-F_1+F_3$

β' :

$F_1-F_3+F_1+F_3$; $F_1-F_3-F_1-F_3$; $F_1-F_3+F_1-F_3$; $F_1+F_3-F_1+F_3$

$F_1+F_3+F_1+F_3$; $F_1+F_3-F_1-F_3$; $F_1+F_3+F_1-F_3$; $F_1+F_3-F_1+F_3$

$F_2-F_3+F_1+F_3$; $F_2-F_3-F_1-F_3$; $F_2-F_3+F_1-F_3$; $F_2-F_3-F_1+F_3$

$F_2+F_3+F_1+F_3$; $F_2+F_3-F_1-F_3$; $F_2+F_3+F_1-F_3$; $F_2+F_3-F_1+F_3$

ϵ' :

$F_1+F_2+F_1+F_3$; $F_1+F_2-F_1-F_3$; $F_1+F_2+F_1-F_3$; $F_1+F_2-F_1+F_3$

$F_1-F_2+F_1+F_3$; $F_1-F_2-F_1-F_3$; $F_1-F_2+F_1-F_3$; $F_1-F_2-F_1+F_3$

Θ' : $F_1+F_1+F_3$; $F_1-F_1-F_3$; $F_1+F_1-F_3$; $F_1-F_1+F_3$

$F_2+F_1+F_3$; $F_2-F_1-F_3$; $F_2+F_1-F_3$; $F_2-F_1+F_3$

$F_3+F_1+F_3$; $F_3-F_1-F_3$; $F_3+F_1-F_3$; $F_3-F_1+F_3$

En plus de ces signaux nous avons ceux qui auront été mal réjectés à savoir :

F_1+F_3 : F_1-F_3 ainsi que α ; β ; ε ; Θ.

Toutefois, ceux ci seront atténués de 60db au minimum par rapport à leur niveau d'entrée c'est à dire :

F_1+F_3 : F_1-F_3 : 150 microvolts (le signal de référence a pour valeur 300mV au moins

α'' : 0,1 → 1 nanovolt

β'' : 50 nanovolt

ε'' : 10 microvolt

Θ'' : F_1:F_2: 10 nanovolt F_3 : 1 millivolt

Pour éliminer les composants F_1 et F_3, il suffit de réaliser un filtre passe haut puis un autre filtre passe bas. Les deux filtres ayant la même fréquence de coupure centrée sur F_2. On obtient donc un passe bande.

2 3 5) Analyse spectrale après le filtre.

Le signal F_3 de 1mV en ensemble susceptible de nous amener des signaux parasites. Il faudra donc réduire son niveau à 0,01 μV soit une division par 10^5. Avec un filtre à attenuation de 25db/octave, on peut avoir le rapport $\frac{F_2}{F_3} \# 16$. Car l'attenuation totale sera de 100db entre F_2 et F_3 donc 10^5 en tension. Un filtre de 25db/octave est relativement simple à réaliser (Réseau RC ou Filtre actif). En utilisant, à la suite, un filtre passe haut ayant les mêmes caractéristiques, nous éliminerons les termes de : $\alpha'; \beta'; \varepsilon; \theta'$ dans lesquels les éléments F_1 et F_3 ne s'annulent pas.

Il viendra alors :

α'' = 0,I à I microvolts X gain du diviseur
β'' = 0,5 nanovolts "
ε'' = 0,I microvolts "
γ'' = 0,I nanovolts "

On constate alors que le signal γ'' peut entacher la mesure d'une erreur d. I0 %. L'emploi d'un détecteur synchrone et de son filtre d'entrée permettra d'atténuer ce signal perturbateur.

236 ' LE DEPHASEUR ET SON UTILISATION .

L'étude mathématique en 21 ' A nous a permis d'étudier les relations de phase entre les différents signaux .Nous avons vu en particulier que :

$\varphi_4 = \varphi_3$ et $\varphi_2 = \varphi_5$

C'est à dire que les signaux

$$A_3' \sin (\omega_3 T + \varphi_3)$$
$$A_3 \sin (\omega_3 T + \varphi_4)$$

doivent être en phase.

Il en sera de même pour les signaux

$$A_2 \sin (\omega_2 T + \varphi_2)$$
$$A_2' \sin (\omega_2 T + \varphi_5)$$

Donc nous devrons pouvoir agir sur la phase du signal F_3 avant son arrivée au diviseur . de meme un réglage de la phase de F_2 devra être possible au niveau du détecteur synchrone .
Le montage utilisé pour le réglage de phase de F_3 sera celui de la figure I8 . Les 2 potentiomètres P_1 et P_2 permettent de faire varier la phase du signal sortant par rapport au signal incident, de 0 à I80°

237 EMPLOI DU DETECTEUR SYNCHRONE .

Cet appareil aura son signal référence alimenté en F_2 de telle manière que l'on mesure l'amplitude de ce seul signal.
Le filtre d'entrée accordé sur F_2 permettra une bonne réjection des autres fréquences:

$f'' ; f'' ; ; ; ;$

De plus,le détecteur synchrone possède un réglage accessible de la phase du signal de référence. Ce réglage se fait à l'aide de commandes ;l'une est linéaire de 0 à 90° ,l'autre se place en quatre positions: 0,90 , I80 , 270 degrés.Ceci permettra de satisfaire au réglage de phase de F_2 .

ENTRÉE
0,1µF
100 KΩ
0,1µF
100KΩ
SORTIE

238 CHOIX DES FREQUENCES F_I F_2 F_3 (voir fig I9)

La fréquence F_3 étant imposée par le constructeur du générateur de champ, nous ne pouvons la faire varier .
Nous allons donc calculer F_I et F_2 à partir de F_3 = 75 hertz.

En ce qui concerne F_2 nous avons déterminé le rapport F_2/F_3-F_2 qui est égal à I6 .

On se contentera d'un rapport un peu plus fort soit F_2 = : 73 Hz hertz de maniére à éviter les harmoniques du secteur n(50 hertz) et n'(I00 hertz) ou n et n' sont des nombres entiers et les harmoniques du champ magnétique n''(75 hertz).

EN ce qui concerne F_I nous devons avoir le rapport F_I / F_2 plus grand ou égal à I0 ; nous choisissons F_I = 1,1 Khz pour éviter les harmoniques précédemment citées, en plus de celles de F_2 .

24 REGLAGES ET MISE AU POINT.

la phase de réglage de l'appareillage commence par les multiplieurs 420-A ANALOG. DEVICE .On réduit donc, de cette manière les signaux porteurs et on ajuste le "zéro continu" de la sortie. On positionne les cadrans des générateurs basse fréquence 208-A et 3300-A HEWLETT PACKARD sur les fréquences correspondantes soient : 1 ,1 KHz et 73 . Hz.
Le réglage des amplitudes des générateurs, après avoir connecté un oscilloscope à la sortie du multiplieur Analogique s'obtient en agissant de telle manière que l'enveloppe du signal modulé soit la plus parfaite possible (fig 5 et fig 6).

En ce qui concerne l'amplificateur G 823-A de HEWLETT PACKARD l'amplitude sera ajustée en fonction du courant de cellule désiré et il faudra s'assurer que l'aiguille de l'indicateur ne dévie pas du zéro central.
Il est alors nécessaire d'ajuster la réjection de mode commun de l'amplificateur de cellule avant de régler les potentiomètres : P_2 et P_1. Pour ce faire, on alimente l'amplificateur avec deux signaux identiques et on agit sur R_2' et C_1 (fig 8) de telle manière que le signal mesure en sortie, à l'aide de l'oscilloscope soit minimum.

Nous introduisons alors l'amplificateur de cellule dans le montage. Cet appareil est alors muni du détecteur synchrone monté en "Asymétrique" dont le filtre d'entrée est ajusté indifféremment sur $F_1 - F_2$ ou $F_1 + F_2$. Il suffira alors de tourner le potentiomètre P_2 (fig 17) jusqu'à l'obtention d'un minimum qui devra être inférieur à 1 mV.

La mise au point intervient alors par l'action sur le déphaseur.

On fait fonctionner le générateur de champ magnétique après avoir réglé le filtre du détecteur synchrone sur F_2.

Lorsque le réglage de phase du P.A.R. sera effectué, il suffira d'ajuster un potentiomètre du déphaseur en maintenant l'autre en butée pour obtenir un minimum de lecture sur l'appareil. Il faudra de plus s'assurer que la tension de sortie du déphaseur est plus grande que 50 mV et l'ajuster si besoin est. On déplacera ensuite l'autre potentiomètre d'une butée sur l'autre afin de faire une mesure en quadrature. La valeur lue à ce moment sera correcte.

Il est à noter que le réglage de P_2 dans l'annulation de la tension de mode commun est sujet à variations. Il faudra vérifier régulièrement ce réglage de même pour le déphaseur.

BIBLIOGRAPHIE

Bellisent M. C., Gérard P., Longevialle C., Pich M. Meton M., MORAND G. CR. ACAD. SC. Paris 1970.

MOTOROLA — NOTES D'APPLICATION MC1496

ANALOG DEVICES — NOTES D'APPLICATION 420A

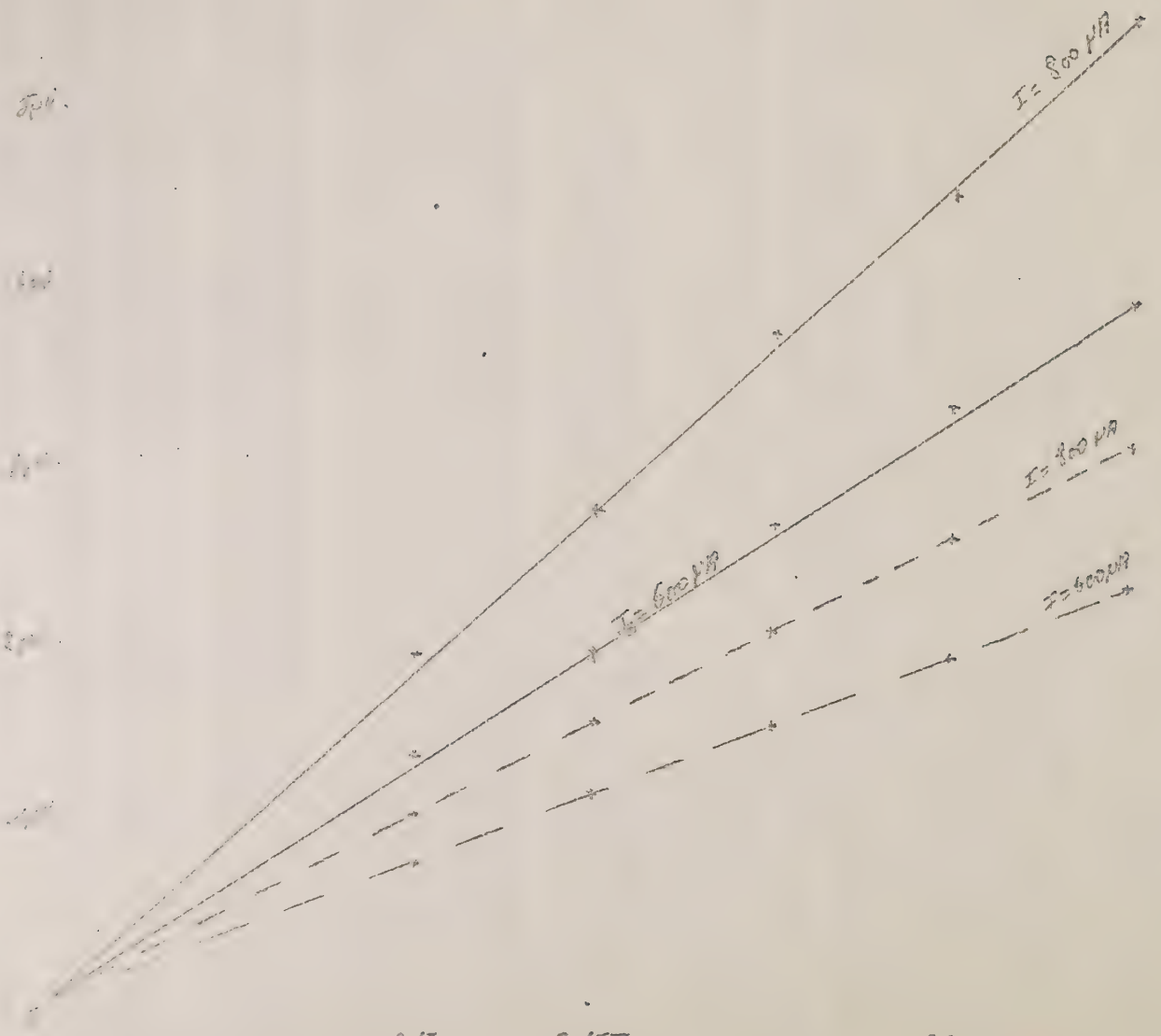
HEWLETT PACKARD — MANUEL D'UTILISATION 3300A

HEWLETT PACKARD — MANUEL D'UTILISATION 6823A

PRINCETON APPLIED RESEARCH — BULLETIN TECHNIQUE

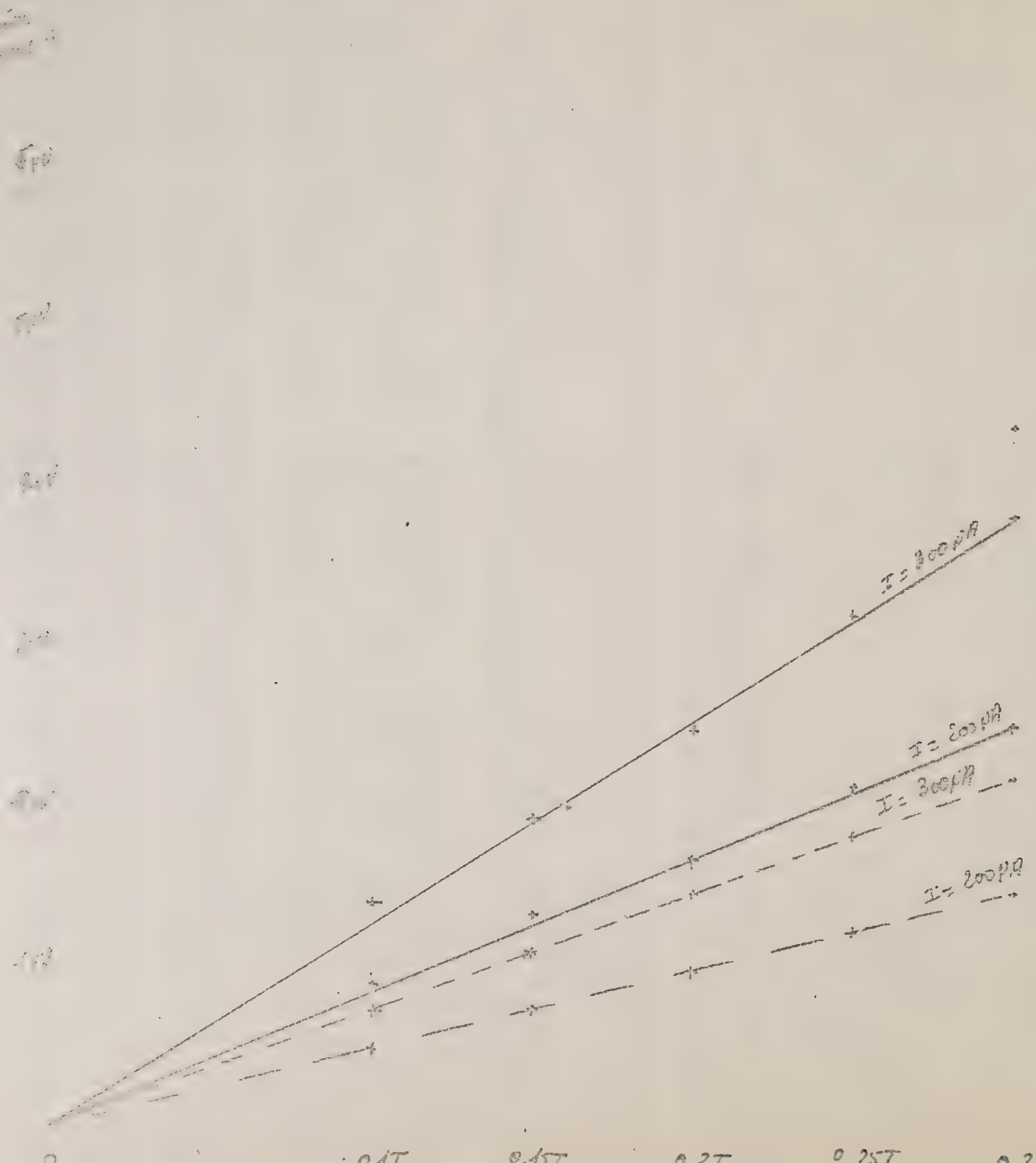
COURBE THEORIQUE — HCL 9×10^{-4}

COURBE REELLE — cathode Zn : 0,65 mm.



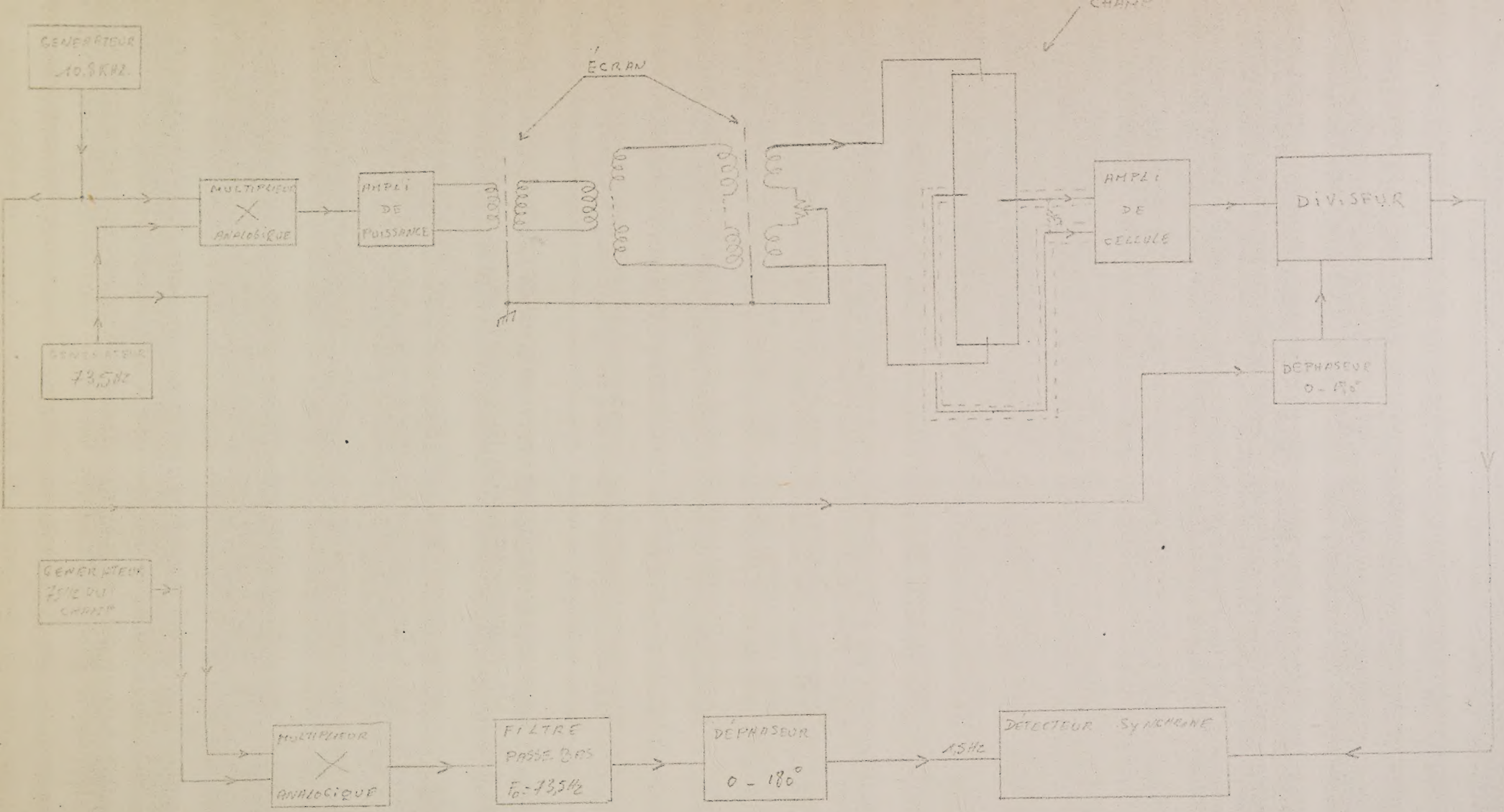
---- COURBE THEORIQUE HCL 5×10^{-4}

——— COURBE REELLE CELLULE Z_c : 1,2 MΩ.



INTERPRETATION

Les résultats reportés sur les courbes précédentes correspondent à des valeurs un peu plus fortes que le résultat des calculs. Ceci peut être attribué au fait que la nature particulière du signal à mesurer (faible niveau, haute impédance) le prédispose à un mélange avec des signaux parasites dûs à l'environnement. On peut penser que la réduction de l'action parasite du champ magnétique par l'éloignement ou un filtrage draconien sera une solution pour l'obtention de résultat plus proches encore de la valeur théorique.


GENERATEUR
10,5 KHz
MULTIPLIEUR
ANALOGIQUE
AMPLI
DE
PUISSANCE
ECRAN
CHAMBRE
AMPLI
DE
CELLULE
DIVISEUR
GENERATEUR
13,5Hz
DEPHASEUR
0 - 180°
GENERATEUR
7,5Hz DU
CHAMP
MULTIPLIEUR
ANALOGIQUE
FILTRE
PASSE-BAS
Fo=13,5Hz
DEPHASEUR
0 - 180°
1,5Hz
DETECTEUR SYNCHRONE